

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté des sciences de L'ingénieur
Département D'Electronique

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Signaux Et Systèmes

ETUDE ET CARACTERISATION D'UN ONDULEUR A FREQUENCE VARIABLE TYPE GRUNDFOS

Par

Mr GHRIBI Mohamed

Devant le jury composé de :

- M. H.Salhi	- Maître de Conférences	USDB	Président
- M.A.Hamidat	- Maître de Recherche	CDER	Examineur
- M.A.Hadj Arab	- Directeur de Recherche	CDER	Examineur
- M.O.Nedjmi	- Chargé de Cours	USDB	Examineur
- M.M.Belhamel	- Directeur de Recherche	CDER	Rapporteur

Blida, Janvier 2008

RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire photovoltaïque, division conversion au Centre de Développement des Energies Renouvelables à Bouzareah. L'énergie solaire photovoltaïque est de plus en plus utilisée pour opérer diverses applications terrestres comme l'éclairage, les télécommunications, la réfrigération et le pompage. Sa puissance maximale est de 1kW/m^2 et pourrait répondre des milliers de fois à la consommation énergétique de la plupart des pays. Cette source d'énergie convient particulièrement bien pour les utilisations en milieu rural et les zones arides tel que le Sahara.

Dans ce travail, il s'agit d'étudier les onduleurs à fréquence variable. L'onduleur est l'élément essentiel dans tout système PV. Il transmet l'énergie qui lui est délivrée par les panneaux solaires à la charge et permet une meilleure adaptation entre ces deux éléments.

Il s'agit dans ce travail de faire une synthèse en vue d'améliorer la fiabilité des onduleurs et ce en traitant l'élément de base la cellule de commutation, et d'exposer quelles sont les différentes manières de commander des éléments de puissance afin de ne pas les détériorer et de les exploiter de la meilleure manière.

Ainsi le présent travail sera divisé en quatre chapitres, la première partie a été dédiée à définir et exposer les caractéristiques des systèmes photovoltaïques ; la deuxième partie, on y a traité quelques parties de l'onduleur 1kva réalisé au CDER ; on a essayé de passer à une puissance plus élevée, à savoir, 5 kva dans la troisième partie et on a achevé ce travail par une étude qui propose des solutions aux problèmes rencontrés lors des réalisations de moyenne puissance

ABSTRACT

The work presented in this report was made in the photovoltaic Laboratory, the division conversion within the framework of the Center of Development of the Renewable energies at Bouzareah. The photovoltaic solar energy is more and more used to operate diverse ground applications such as the lighting, the telecommunications, the refrigeration and the pumping. Its maximal power is of $1\text{kW} / \text{m}^2$ and could answer thousands of times the energy consumption of most of the countries. This source of energy agrees particularly well for the uses in rural areas and the dry zones such as Sahara. In this work, it is a question of studying inverters with variable frequency. The inverter is the essential element in any photovoltaic (PV) system. It passes on the energy which is delivered to the inverter by the solar panels at the loading and allows a better adaptation between these two elements.

It is a question in this work of making a synthesis to improve the reliability of the invert and by treating the basic element of the cell of switching, and to explain what are the various manners to command elements of power not to damage them and exploit them in the best way.

So the present work will be divided into four chapters, the first part was dedicated to define and to explain the characteristics of the photovoltaic systems; the second part, we treated some parts of the the inverter 1 kva realized in the CDER; we tried to pass in a higher power, namely, 5 kva in the third part and we finished this work by a study which proposes solutions of the problems met during the realizations of average power.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire photovoltaïque, division conversion au Centre de Développement des Energies Renouvelables à Bouzareah.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma reconnaissance à Mr. Belhamel Maiouf, Directeur de Recherche et Directeur du C.D.E.R qui a accepté de diriger ce modeste travail, pour toute l'aide et les conseils qu'il m'a prodigué, pour ses remarques et sa patience qu'il a montré à mon égard durant la préparation de ce mémoire.

Je remercie les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail ainsi que toute l'équipe de conversion et du laboratoire photovoltaïque.

Je remercie Mr kazed, chef département d'électronique de Blida, pour son soutien dans les moments difficiles, Mr Bencherchali, et tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Je voudrais exprimer ici ma reconnaissance à tous ceux qui se sont impliqués dans ce travail, directement ou indirectement, ainsi qu'à tous les étudiants de ma promotion.

Enfin, pour la patience, le soutien et la compréhension qu'elle m'a témoigné tout au long de ce travail, je remercie toute ma famille, ma belle famille, mon épouse et à la mémoire de ceux qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui, et à mon fils Ahmed El Mehdi. Ce mémoire leur est dédié.

TABLE DES MATIERES

RESUME	
ABSTRACT	
REMERCIEMENTS	
TABLE DES MATIERES	
Liste des illustrations, graphiques et tableaux	
INTRODUCTION	12
CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES	
1.1. Introduction	15
1.2. Ressource solaire et énergie disponible	16
1.3. Les photopiles	17
1.3.1. Le principe	17
1.3.2. Caractéristiques électriques des photopiles	19
1.4.1. Structure générale d'un système photovoltaïque	20
1.4.2. Système PV connecté directement au réseau	21
1.4.2.a. Structure à convertisseur unique	21
1.4.2.b. Structure avec bus à basse tension alternative	22
1.4.3. Système à bus continu intermédiaire	23
1.4.3.a. Structure avec convertisseur forward	23
1.4.3.b. Structure avec un convertisseur de type fly-back	23
1.4.3.c. Structure avec hacheur et onduleur	24
1.5. Système de pompage photovoltaïque	25
1.5.1. Le générateur photovoltaïque	25
1.5.2. Le convertisseur d'énergie	25
1.5.3. Les groupes moto- pompes	25
1.5.3.1 Les pompes centrifuges	26
1.5.3.2. Les pompes volumétriques	27
1.5.3.3. Les pompes de surface ou immergée	27
1.6. Analyse des besoins et des conditions d'exploitation	28
1.7. Le fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque	28
1.7.1 Les méthodes analogiques	29
1.7.2. Méthodes micro programmées	30
1.7.3. Recherche extrémale adaptative	31
1.7.3.1. Asservissement de la tension du générateur PV	31
1.7.3.1.a. Tension de référence fixe	31

1.7.3.1.b. Tension de référence variable	32
1.7.3.2. Asservissement de la puissance du générateur PV	33
1.8. Conclusion	33

CHAPITRE 2 : ETUDE DE L'ONDULEUR 1 kva DE TYPE GRUNDFOS REALISE AU CDER

2.1. Introduction	35
2.2. Synoptique de l'onduleur 1 kva de type Grundfos utilisé dans le pompage d'eau	35
2.3. La commande d'un onduleur	36
2.3.1. La génération des impulsions	37
2.3.2. Les semi-conducteurs utilisés en commutation	38
2.3.2.a. Le thyristor	38
2.3.2.b. Le G.T.O (gate turn off thyristor)	38
2.3.2.c. Le transistor M.O.S (metal oxyde semiconductor)	38
2.3.2.d. Le transistor bipolaire	39
2.3.2.e. L'I.G.B.T (insulated gate bipolar transistor)	39
2.4. Considérations générales sur l'onduleur réalisé	39
2.4.1. Choix des Vmos comme transistor de puissance	40
2.4.2. La commutation	40
2.5. Etage de puissance	40
2.5.1. Choix de la configuration de l'étage de puissance	41
2.5.1.a. Non utilisation d'un transformateur de sortie	41
2.5.1.b. Caractère unipolaire des panneaux solaires	41
2.5.2. Fonctionnement de l'étage de puissance	42
2.5.2.1. Etude du pont	43
2.5.2.2. Rôle des autres composants	44
2.5.3. Dimensionnement de l'étage de puissance	44
2.5.3.1. Sélection des diodes de roue libre	45
2.5.3.2. Découplage	45
2.5.4. Interface d'attaque	47
2.5.4.1. Circuit d'attaque du demi-pont	48
2.5.4.2. Fonctionnement statique	49
2.5.4.3. Fonctionnement dynamique	50
2.6. Carte de commande des interrupteurs	50
2.6.1. Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	50
2.6.2. Circuit de génération des signaux P.W.M	52
2.6.2.1. Les entrées - sorties du HEF4752V	52
2.6.2.2. Les sorties de commande	53
2.6.2.3. Les entrées de données	53
2.6.2.4. Les entrées horloge	53
2.6.3. Génération des signaux de commande	54

2.7. Conclusion	57
-----------------	----

CHAPITRE 3 : CONTRIBUTION A LA REALISATION D'UN ONDULEUR DE 5 kva

3.1 Introduction	58
3.2 Synoptique de l'onduleur 5 kva	58
3.3 Etude de l'étage de puissance	59
3.4 Simulation du système	59
3.4.1 Programme de simulation du système	59
3.4.2 Interrupteurs	59
3.4.3 Equations de la machine	61
3.4.4 Asservissement à une tension de référence (consigne)	61
3.4.5 Simulation du démarrage du moteur	61
3.4.6 Courant d'entrée	63
3.5 Nécessité d'un filtre d'entrée	63
3.5.1 Introduction	63
3.5.2 Choix de L et de C	64
3.5.3 Remarque	65
3.6 Etude des commutations des transistors de puissance	66
3.6.1 La commutation à la fermeture	67
3.6.2 Amplificateur de courant	68
3.6.3 Cellule de base	69
3.6.4 Commande d'un demi- bras du pont en H	70
3.7 Les sécurités	72
3.7.1 Le contrôle du courant	73
3.7.2 La cellule à effet Hall	73
3.7.3 Le circuit de traitement du courant	74
3.7.4 Fonctionnement	74
3.7.5 Contrôle de l'équilibrage des trois phases du moteur	75
3.7.6 La sous – tension	76
3.7.7 La sur- tension	78
3.7.8 Protection contre la marche à vide de la pompe	78
3.8 Conclusion	79

CHAPITRE 4 : PERSPECTIVES POUR DE NOUVELLES REALISATIONS

4.1 Introduction	80
4.2 Les semi-conducteurs et leur taux de défaillance	81
4.3 Les causes de défaillance des composants électroniques	81
4.4 Les différentes sources de données de fiabilité	82
4.5 L'IGBT	82
4.5.1 Principe physique et technologie	82
4.5.2 Techniques de fabrication de cellules IGBT	83

4.5.3. La commutation à l'amorçage et au blocage d'une cellule de commutation	83
4.5.4 Résumé des modes de défaillances et leur influence	83
4.5.5 Modes de défaillance d'une cellule de commutation	87
4.5.6 Les types de court-circuit dans la cellule de commutation de type onduleur	88
4.5.7 Protection contre les surtensions au blocage du court-circuit	90
4.5.7.1 Cas du court-circuit de type I	90
4.5.7.2 Cas du court-circuit de type II	91
4.6. Conclusion	93
4.7 Les convertisseurs multicellulaires	94
4.7.1 Introduction aux convertisseurs multicellulaires	94
4.7.2 Intérêt des convertisseurs multi niveaux	94
4.7.3 La structure multicellulaire	95
4.7.4 Un exemple de commande par MLI	95
4.7.5 Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires	98
4.7.6 Etude des performances dynamiques d'un onduleur	99
4.7.7 Synchronisme de la MLI	102
4.8. Etude comparative des différentes techniques de modulation de la commande des interrupteurs	102
4.8.1. MLI naturelle	102
4.8.1.1. Présentation du modulateur	102
4.8.1.2 Fréquence de commutation des interrupteurs	104
4.8.1.3 Bilan sur la MLI naturelle	104
4.8.2. MLI avec échantillonnage régulier de la modulante	105
4.8.2.1. Présentation du modulateur	105
4.8.2.2. Fréquence de commutation des interrupteurs de puissance	105
4.8.2.3. Bilan sur la MLI avec échantillonnage	106
4.8.3. MLI avec dispositif contre les sur- commutations	107
4.8.3.1 Présentation du modulateur	107
4.8.3.2 Pistes pour une réalisation expérimentale	109
4.8.3.3 Bilan sur la MLI avec dispositif contre les sur- commutations	109
4.8.4 Conclusion et bilan comparatif des différentes stratégies de MLI	110
CONCLUSION GENERALE	113
GLOSSAIRE	115
REFERENCES	116

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1 : Le spectre lumineux	16
Figure 1.2 : Schéma d'une cellule élémentaire	18
Figure 1.3 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle	20
Figure 1.4 : Caractéristiques courant- tension I (V) et puissance - tension P (V) d'une photopile	20
Figure 1.5 : Plusieurs modules PV en série vers un seul onduleur	22
Figure 1.6: Bus à basse tension alternative	22
Figure 1.7 : Convertisseur de type forward alimentant le bus continu	23
Figure 1.8 : Structure avec un convertisseur de type fly-back	24
Figure 1.9 : Hacheur élévateur de tension avec onduleur centralisé	24
Figure 1.10 : Système photovoltaïque de pompage d'eau	25
Figure 1.11 : Groupe moto- pompes	26
Figure 1.12 : Caractéristiques des panneaux solaires	29
Figure 1.13 : Caractéristiques Puissance - Tension du générateur PV	32
Figure 2.1 : Synoptique du convertisseur 1 kva	35
Figure 2.2 : Schéma d'un onduleur triphasé	37
Figure 2.3 : Pont en H	42
Figure 2.4 : Signaux R, B, Y	42
Figure 2.5 : Schéma aux bornes du bobinage statorique	43
Figure 2.6 : Demi pont R	43
Figure 2.7 : Schéma complet d'un demi pont	45
Figure 2.8 : Etage de puissance complet	46
Figure 2.9 : Demi-pont en H	47
Figure 2.10 : Alimentation flottante	47
Figure 2.11 : Courbe de charge de C214 sous 100volts	48
Figure 2.12 : Schéma complet de l'attaque flottante	49
Figure 2.13 : Fabrication du signal MLI	51
Figure 2.14 : Principe PWM à commande par sinusoïde	52
Figure 2.15 : Schéma complet de l'onduleur	56
Figure 3.1 : Synoptique d'un convertisseur dans un système de pompage	58
Figure 3.2 : Principe de fonctionnement d'un demi - bras d'un pont	59
Figure 3.3 : Coefficients f1, f2, f3 au démarrage	62
Figure 3.4 : Courbes de tensions –fréquence et glissement	62

Figure 3.5 : Courant d'entrée du convertisseur	63
Figure 3.6 : Filtre d'entrée	63
Figure 3.7 : Abaques de détermination du filtre	65
Figure 3.8 : Schéma de deux bras d'onduleur en commutation PWM	66
Figure 3.9 : Circuits de protection d'un bras d'onduleur	66
Figure 3.10: Topologie correspondant à la phase 1	67
Figure 3.11 : Cellule de base de l'onduleur	69
Figure 3.12 : Chronogrammes des signaux de la cellule de base	69
Figure 3.13 : demi –pont	70
Figure 3.14 : Amplificateur complet	71
Figure 3.15 : Chronogrammes de l'amplificateur complet	71
Figure 3.16 : Fonctionnement de la cellule à effet HALL	73
Figure 3.17 : Circuit de mesure du courant d'entrée	74
Figure 3.18 : signaux du circuit de mesure du courant	74
Figure 3.19 : Comparateur de niveau	75
Figure 3.20 : Circuit détecteur de phases	75
Figure 3.21 : Circuit de temporisation	76
Figure 3.22 : Détection de la sous – tension	77
Figure 3.23 : Détection sur – tension et intégrateur	77
Figure 4.1 : l'IGBT : structure (a) et schéma équivalent (b)	82
Figure 4.2 : Cellule de commutation et notation des grandeurs	83
Figure 4.3 : Aire de sécurité pour un composant de puissance	84
Figure 4.4 : Génération d'un court-circuit de type I sur une cellule de commutation	88
Figure 4.5 : Apparition d'un court-circuit de type II sur une cellule de commutation	89
Figure 4.6 : Limitation de la surtension lors de la coupure d'un court - circuit de type I	91
Figure 4.7 : Limitation de la surtension, lors de la coupure d'un court - circuit de type II par écrêtage actif	92
Figure 4.8 : Bras multicellulaire possédant p cellules de commutation	95
Figure 4.9 : Principe de fonctionnement de la MLI naturelle	96
Figure 4.10 : Schéma de principe de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsions	97
Figure 4.11: Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur p cellules, et spectre correspondant	99
Figure 4.12 : Schéma simplifié du montage simulé	100
Figure 4.13 : Onduleur 4 niveaux: signal modulant, porteuses triangulaires et tension de sortie. Cas d'une MLI naturelle.	101

Figure 4.14 : Principe de fonctionnement de la MLI naturelle	103
Figure 4.15 : MLI avec échantillonnage régulier de la modulante Schéma de principe.	105
Figure 4.16 : Principe de la stratégie OSP	107
Figure 4.17 : Architecture la MLI avec dispositif OSP	108
Figure 4.18 : Constitution du verrou DG et table de vérité	109
Tableau 1 : Types de cellules photovoltaïques	18
Tableau 2 : Mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique.	85
Tableau 3 : Les différents mécanismes de dégradation et de vieillissement paraissant sur les modules de puissance.	86
Tableau 4 : tableau comparatif des performances dynamiques obtenues avec les différentes stratégies de MLI (cas d'un onduleur 3 cellules).	112

INTRODUCTION

Chaque jour, la terre reçoit sous forme d'énergie solaire l'équivalent de la consommation électrique de plus de 6 milliards de personnes pendant 27 ans. La technologie photovoltaïque permet de transformer cette énergie en électricité. Cette transformation s'effectue sans bruit, sans émission de gaz : elle est donc par nature totalement propre. Par ailleurs, l'absence de mise en mouvement de pièces mécaniques lui confère un niveau de fiabilité inégalable (durée de vie moyenne d'un module estimée à plus de 30 ans).

La demande mondiale en systèmes solaires d'alimentation électrique croit constamment ces dernières années. Aujourd'hui, l'industrie mondiale du photovoltaïque (PV) repose essentiellement sur les besoins des régions isolées en alimentation électrique fiable et peu coûteuse. Dans un grand nombre d'applications, le photovoltaïque est tout simplement la solution la plus rentable. Parmi ces applications, on peut citer les systèmes de pompage d'eau potable alimentant des zones rurales éloignées du réseau de la SONELGAZ, surtout dans le milieu saharien, les aides à la navigation de la Garde côtière, les sites éloignés de télécommunications des services publics et de l'armée tel que les radars.

Au C.D.E.R, les activités essentielles du laboratoire photovoltaïque sont le développement de l'énergie solaire pour le pompage, l'amélioration de leur rendement et de là la diminution du prix de revient du kilowatt heure solaire.

Dans ce travail, il s'agit d'étudier les onduleurs à fréquence variable. L'onduleur est l'élément essentiel dans tout système PV. Il transmet l'énergie qui lui est délivrée par les panneaux solaires à la charge et permet une meilleure adaptation entre ces deux éléments; dans notre cas la charge est un groupe motopompe. Il se compose d'un moteur asynchrone triphasé et une pompe.

Il s'agit dans ce travail de faire une synthèse en vue d'améliorer la fiabilité des onduleurs et ce en traitant l'élément de base la cellule de commutation, et d'exposer quelles sont les différentes manières de commander des éléments de puissance afin de ne pas les détériorer et de les exploiter de la meilleure manière.

Ainsi le présent travail sera divisé en quatre chapitres :

- les systèmes de pompage photovoltaïque.
- L'onduleur 1 kva réalisé au CDER.
- Contribution à la réalisation d'un onduleur 5 kva.
- Proposer de nouvelles techniques et solutions pour d'autres réalisations.

Chapitre 1 : Ce chapitre permettra au lecteur de connaître les différentes parties des systèmes de pompage et les problèmes que pose la variation de l'énergie solaire au courant d'une journée.

L'énergie solaire dépend de plusieurs paramètres qui seront cités. L'énergie variable produite par les panneaux solaires, la poursuite du point de fonctionnement (maximum power point tracker) optimal sera évoqué et comment permet elle d'adapter le moteur asynchrone au générateur PV.

Chapitre 2 : Les convertisseurs statiques d'énergie électrique représentent le véritable cœur de tout système électrique ; à partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Cette deuxième partie, on y a traité quelques parties de l'onduleur 1 kva réalisé au CDER, il est similaire à celui de la firme Grundfos. Il a fonctionné correctement pendant des années et à ce jour, cet onduleur continu à faire ces preuves s'agissant de faible puissance.

Chapitre 3 : Si l'on sait aujourd'hui maîtriser les faibles puissances et remplir toutes les fonctions de conversion, nous nous efforçons à améliorer continuellement certaines performances. Dans ce chapitre, sera évoqué notre essai de réaliser un onduleur de moyenne puissance, à savoir, 5 kva.

Le schéma synoptique de l'onduleur triphasé est exposé, en s'axant sur l'étage de puissance et l'étage de commande des interrupteurs.

Chapitre 4 : Ce quatrième chapitre est consacré aux solutions envisageables aux problèmes rencontrés lors de nos expérimentations, ainsi on a introduit l'étude de la fiabilité des composants selon les puissances et l'environnement dans lequel ils évoluent, ensuite, on a étudié les mécanismes de défaillance de ces composants en

situation de commutation à savoir les différents types de court circuit et de circuit ouvert ainsi que les protections nécessaires. Sur cette base, il sera plus aisé de concevoir ultérieurement des onduleurs à différentes puissances.

Puis on a terminé par mettre en évidence différents outils théoriques de commandes des convertisseurs en général et des onduleurs spécialement. Une étude comparative des différentes stratégies de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et la commande des cellules de commutation sont traitées.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

1.1. Introduction

Ce chapitre décrit les concepts de base de l'énergie solaire et de la production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les principaux éléments du système photovoltaïque sont étudiés et un survol des différents types de systèmes est effectué. Les principes les plus importants à la compréhension et à la maîtrise des problèmes du solaire photovoltaïque seront cernés suite à cette partie. La transformation du rayonnement solaire en électricité par le processus photovoltaïque est un des moyens d'exploitation du gisement solaire. Elle est réalisée par des cellules photovoltaïques (PV). Il est à noter qu'en dépit de cette terminologie, aucune énergie n'est stockée dans une cellule, ni sous forme chimique ni sous aucune autre forme. Ce n'est pas une pile, mais un convertisseur instantané, qui ne pourra fournir une énergie sous forme électrique que s'il reçoit une énergie sous forme de rayonnement. Une cellule sous obscurité totale va se comporter comme un composant passif. La cellule solaire ne peut être assimilée à aucun autre générateur classique d'énergie électrique de type continu. Elle n'est ni une source de tension constante ni une source de courant constant. Elle possède des caractéristiques électriques non linéaires dépendant de l'éclairement.

Actuellement, le rendement de conversion d'énergie solaire en énergie électrique est encore faible (souvent inférieur à 12 %) et sous un ensoleillement standard de 1000 W/m^2 , 12 m^2 de panneaux PV sont nécessaires pour fournir 1 kW crête. Ce qui induit un coût élevé du watt crête. Ce rendement faible ainsi que le coût élevé de la source photovoltaïque ont incité les utilisateurs à exploiter le maximum de puissance électrique disponible au niveau du générateur PV. Ce maximum est généralement obtenu en assurant une bonne adaptation entre le générateur PV et le récepteur associé. Cette adaptation est effectuée à l'aide de convertisseurs statiques contrôlés pour différents modes de fonctionnement.

Dans ce qui suit, le principe de la production photovoltaïque sera rappelé et les principales caractéristiques de la source photovoltaïque. Puis, les différents types de systèmes photovoltaïques seront présentés. Pour finir, le fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque et plus particulièrement la recherche du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking : MPPT).

1.2. Ressource solaire et énergie disponible

Le Soleil émet un rayonnement électromagnétique compris dans une bande de longueur d'onde variant de 0,22 à 10 microns (μm). La figure 1.1 représente la variation de la répartition spectrale énergétique. L'énergie associée à ce rayonnement solaire se décompose approximativement ainsi:

- 9% dans la bande des ultraviolets ($<0,4 \mu\text{m}$),
- 47% dans la bande visible ($0,4 \text{ à } 0,8 \mu\text{m}$),
- 44% dans la bande des infrarouges ($>0,8 \mu\text{m}$).

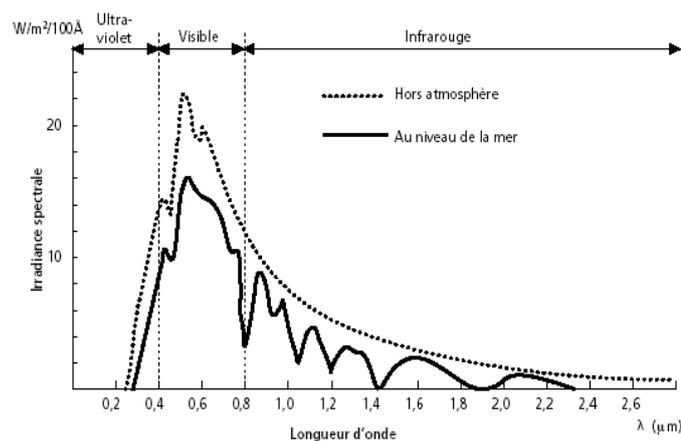


Figure 1.1 Le spectre lumineux

La terre reçoit un rayonnement d'une puissance moyenne de 1,37 kilowatt au mètre carré (kW/m^2), à plus ou moins 3 %, selon que la Terre s'éloigne ou se rapproche du Soleil dans sa rotation autour de celui-ci. L'atmosphère en absorbe toutefois une partie, de sorte que la quantité d'énergie atteignant la surface terrestre dépasse rarement $1,2\text{kW}/\text{m}^2$ ($1200\text{W}/\text{m}^2$). La rotation et l'inclinaison de la Terre font également que l'énergie disponible en un point donné varie selon la latitude, l'heure et la saison. Enfin, les nuages, le brouillard, les particules atmosphériques et divers autres phénomènes météorologiques causent des variations horaires et quotidiennes qui tantôt augmentent, tantôt diminuent le rayonnement solaire et le rendent diffus.

Les phénomènes atmosphériques, telles les conditions météorologiques (nébulosité, poussières, humidité, etc.) et la couverture du sol, ont une influence encore plus marquée sur le rayonnement solaire effectivement reçu à la surface de la Terre.

- La vapeur d'eau et les particules en suspension dans l'air diminuent le rayonnement solaire direct atteignant la surface terrestre, en le réfléchissant ou en l'absorbant.
- Le couvert nuageux, la brume et l'atmosphère même dispersent également la lumière, de sorte qu'une partie du rayonnement semble venir de tous les coins du ciel et non pas directement du Soleil. Cette lumière diffuse est ce qu'on appelle le rayonnement diffus.
- La couverture saisonnière du sol, comme la glace et la neige, réfléchit le rayonnement solaire et augmente par conséquent le rayonnement qui frappe un plan, particulièrement si celui-ci est très incliné.

1.3. Les photopiles

1.3.1. Le principe

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photo-sensible, son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi conducteurs. La cellule photovoltaïque permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son principe de fonctionnement repose sur l'effet photovoltaïque (Bequerelle 1889). Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi conducteur. Ces deux couches sont dopées différemment. Pour la couche N, c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche P c'est un déficit d'électrons. Les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N), leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi conducteur (Fig 1.2). L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti-reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée.

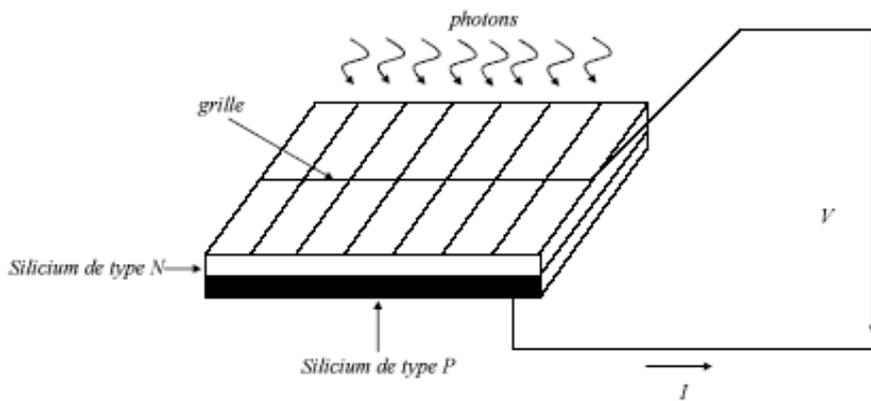


Figure 1.2 : Schéma d'une cellule élémentaire.

Les cellules les plus répandues actuellement sont à base de silicium (différence de potentiel de 0,6 V). Le rendement des modules en fonction des différentes technologies fait apparaître des écarts importants :

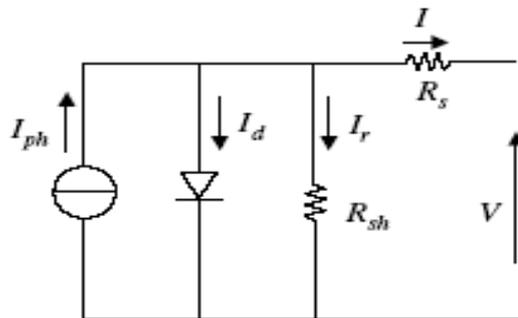


Figure 1.3 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle

Rendements Technologies	Rendement typique	Rendement maximum obtenu en laboratoire
Mono cristallin	12-15	24
Poly-cristallin	11-14	18,6
Couche mince : Amorphe	6-7	12,7

Tableau 1 : Types de cellules photovoltaïques.

Une photopile fonctionne comme un générateur de courant dont la tension de fonctionnement dépend du courant absorbé par la charge qui lui est appliquée. Ces pertes de puissance électrique parviennent au niveau d'une cellule photovoltaïque et diminuent ainsi considérablement le rendement. Parmi les causes de ces pertes, on peut citer :

- La réflexion de la lumière sur la face avant de la photopile (40 % pour le Si poli, peut être réduit par des traitements appropriés).
- Le courant réel est inférieur au courant idéal à cause de la recombinaison des paires électron trou.
- Les défauts (en particulier sur les impuretés) et des courants de fuite.
- Facteur de forme (ou facteur de courbe) dû aux courants de diffusion et de recombinaison à travers la jonction.
- Résistances série et shunt entraînant des pertes par effet joule.

1.3.2. Caractéristiques électriques des photopiles

Dans la littérature, une cellule photovoltaïque est souvent présentée comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant shuntée par une diode.

Pour tenir compte des phénomènes physiques au niveau de la cellule, le modèle est complété par deux résistances série R_s et shunt R_{sh} comme le montre le schéma électrique équivalent de la figure 1.3. La résistance série est due à la contribution des résistances de base et du front de la jonction et des contacts face avant et arrière. La résistance shunt est une conséquence de l'état de surface le long de la périphérie de la cellule ; elle est réduite à la suite de pénétration des impuretés métalliques dans la jonction (surtout si elle est profonde), lors du dépôt de la grille métallique ou des prises de contacts sur la face diffusée de la cellule [2] [3].

Le courant photopile a pour expression :

$$I = I_{ph} - I_d - I_r \quad (1.1)$$

Avec :

$$- I_{ph} = I_{sc} \left(\frac{\psi}{1000} \right).$$

I_{ph} : Photo courant de cellule, proportionnel à l'éclairement ψ . Ce courant correspond également au courant de court-circuit.

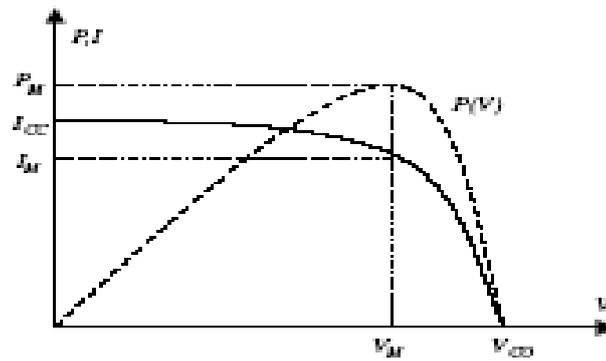


Figure 1.4 : Caractéristiques courant- tension I (V) et puissance - tension P (V) d'une photopile

$$- I_d = I_0 \left(e^{\frac{q(V+R_s I)}{nkT}} - 1 \right) : \text{ est le courant traversant la diode. On peut faire}$$

apparaître le potentiel thermodynamique $V_T = \frac{nkT}{q}$.

I_0 : Courant de saturation inverse de la diode

q : Charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19} C$)

k : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} j / ^\circ K$)

n : Facteur d'idéalité de la photopile, compris entre 1 et 5 dans la pratique.

T : Température de la jonction en $^\circ K$.

$$- I_r = \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \text{ est le courant dérivé par la résistance shunt.}$$

A partir de ces différentes équations, on peut en tirer l'expression implicite du courant délivré par une cellule photovoltaïque ainsi que sa caractéristique courant-tension.

1.4.1. Structure générale d'un système photovoltaïque

Il existe plusieurs types de structures de systèmes photovoltaïques selon les différentes charges à alimenter à savoir à courant continu ou à courant alternatif, ainsi que le type de fonctionnement continu ou discontinu. Dans notre travail, on ne s'intéressera qu'aux charges fonctionnant à courant alternatif. Dans ce cas précis, il existe deux types de structures de système photovoltaïque.

- Les systèmes à connexion directe au réseau : Cette installation est constituée d'un générateur photovoltaïque qui est connecté à l'aide d'un onduleur au réseau électrique. Il existe dans la littérature de nombreux exemples.

- Le système à bus continu intermédiaire. Le générateur photovoltaïque est connecté à un bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur continu- continu. Un onduleur délivre une tension modulée. Celle-ci est filtrée pour réduire le taux d'harmonique (THD) On obtient alors en sortie de ce dispositif une tension utilisable pouvant être injectée dans le réseau [1] [4].

Il existe plusieurs architectures pour les dispositifs permettant de convertir la tension continue issue du générateur photovoltaïque en une tension sinusoïdale utilisable (230 V).

Dans la suite de cette partie, différents montages seront décrits, en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

1.4.2. Système PV connecté directement au réseau

1.4.2.a. Structure à convertisseur unique

Le dispositif présenté à la figure 1.5 est le plus simple, car il comporte le moins de composants possibles. On associe plusieurs modules photovoltaïques en série pour obtenir une tension continue suffisamment grande. Cette solution est une alternative à un hacheur élévateur de tension. La tension continue obtenue alimente directement un onduleur central, qui fournit la tension sinusoïdale désirée (230 V). Il pourrait être avantageux d'insérer un transformateur pour isoler le système photovoltaïque du réseau. L'inconvénient majeur de ce dispositif est l'arrêt total et immédiat de la production d'énergie lors d'un problème survenant en amont de l'onduleur. De plus le contrôle du point de maximum de puissance est approximatif car toutes les cellules ne délivrent pas le même courant en raison de leurs différences de structure interne et d'ensoleillement.

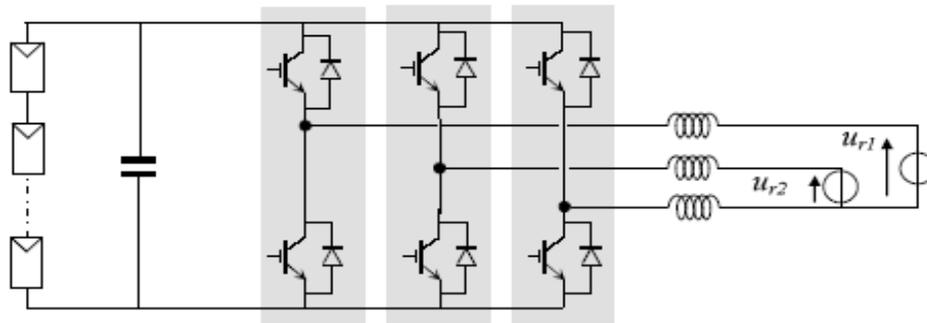


Figure 1.5 : Plusieurs modules PV en série vers un seul onduleur.

1.4.2.b. Structure avec bus à basse tension alternative

La figure 1.6 montre un onduleur associé à un circuit de commande qui est directement connecté au module photovoltaïque. La tension en sortie de ce dernier est transformée en une tension alternative de fréquence 50 Hz. Cette tension est transportée grâce à un bus alternatif (20 V - 50 Hz, exemple du schéma) vers un transformateur central qui l'élève au niveau désiré. Le faible niveau de tension dans le bus est l'avantage majeur de ce type de montage, puisqu'il assure la sécurité du personnel. Cependant, la distance entre le transformateur et le module doit être faible à cause du courant important qui traverse les câbles et qui génère des pertes Joules. Il y a un compromis à faire au niveau de la tension du bus alternatif. D'une part, il faut que sa valeur crête soit inférieure à celle délivrée par le module (même avec un faible ensoleillement). D'autre part, une tension faible dans ce bus diminue le rendement.

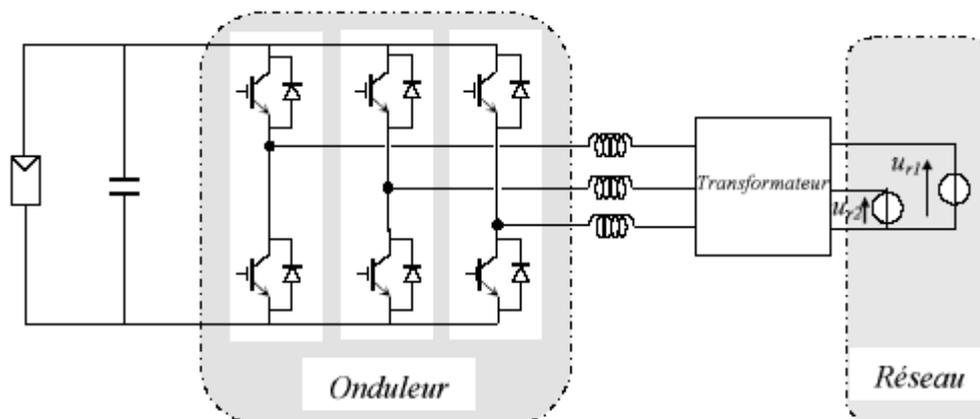


Figure 1.6: Bus à basse tension alternative

1.4.3. Système à bus continu intermédiaire

1.4.3.a. Structure avec convertisseur forward

La figure 1.7 présente un convertisseur forward qui est capable d'augmenter la tension en sortie du module photovoltaïque jusqu'à 350 V (tension désirée). L'utilisation d'un transformateur pour la connexion au réseau n'est donc plus nécessaire, la conversion continue alternative se fait de façon relativement simple, grâce à un onduleur centralisé. Les inconvénients majeurs de ce montage sont :

- La capacité doit être relativement importante, à cause des ondulations du courant en sortie du module,
- Le bus continu supportera un signal en créneaux qui induira une grande émission d'ondes électromagnétiques et éventuellement des pertes de fuite ; l'induction du transformateur compris dans le convertisseur générera des pertes de fuite,
- La tension élevée qui traverse le bus continu réduit la sécurité du personnel d'entretien.

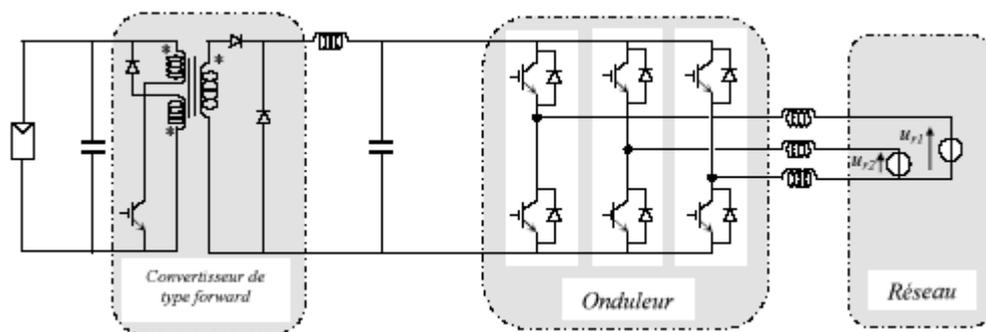


Figure 1.7 : Convertisseur de type forward alimentant le bus continu

1.4.3.b. Structure avec un convertisseur de type fly-back

La figure 1.8 montre une structure à base d'un convertisseur de type fly-back qui élève la tension de sortie du module photovoltaïque au niveau de tension désiré. La caractéristique principale du fly-back se situe au niveau du transformateur qui agit comme l'inducteur principal et qui assure l'isolation galvanique. Le hacheur est contrôlé pour obtenir un maximum d'énergie du module photovoltaïque et l'onduleur assure une tension constante V_{ac1} et le transfert de puissance vers le réseau. L'inconvénient du transformateur est qu'il génère des pertes et qu'il augmente le coût de l'installation.

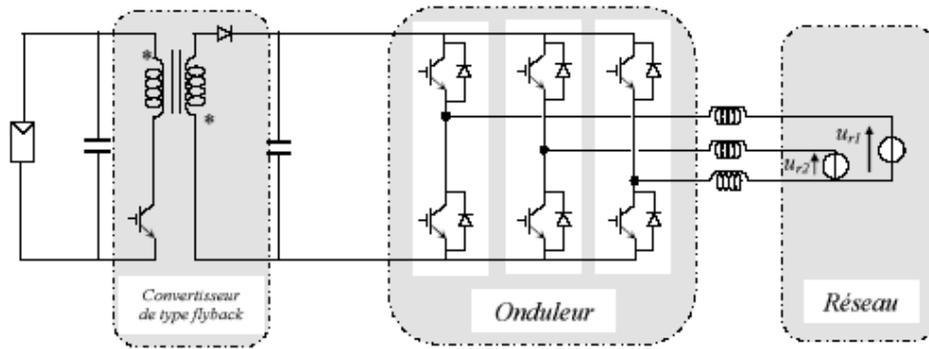


Figure 1.8 : Structure avec un convertisseur de type fly-back

1.4.3.c. Structure avec hacheur et onduleur

La figure 1.9 représente un hacheur qui élève la tension en sortie du module photovoltaïque en une tension de 100 V délivrée sur le bus continu, dans ce cas, il est difficile d'élever la tension de sortie des modules plus de 4 à 5 fois alors, on adjoint un onduleur pour avoir une sortie sinusoïdale, puis un transformateur pour élever cette tension au niveau désiré (selon le réseau) et pour assurer l'isolation entre la partie " production " et la partie " utilisation ". L'avantage de ce système est que des batteries peuvent être facilement connectées au bus continu pour obtenir un système autonome. Le courant d'entrée est relativement lisse, c'est pour cela que la capacité peut être faible.

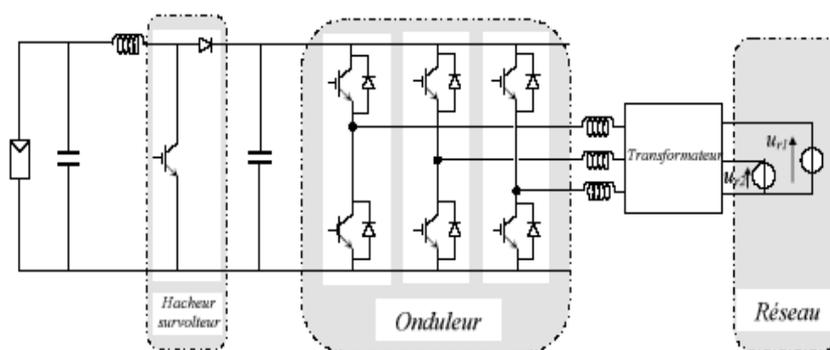


Figure 1.9 : Hacheur éleveur de tension avec onduleur centralisé

1.5. Système de pompage photovoltaïque

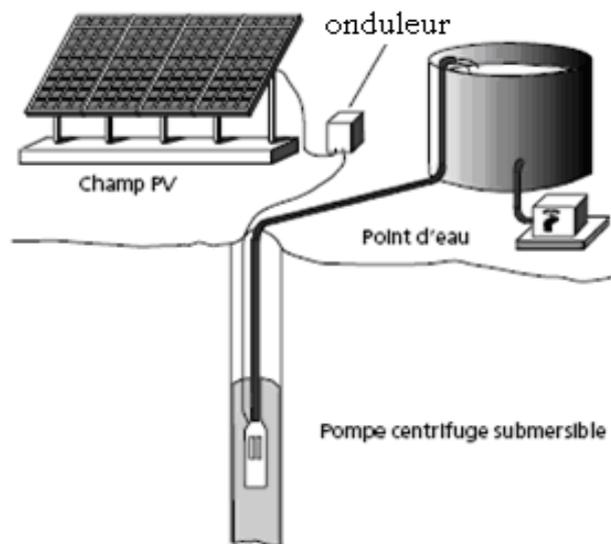


Figure 1.10 : Système photovoltaïque de pompage d'eau

1.5.1. Le générateur photovoltaïque

Il est composé de modules solaires photovoltaïques, eux-mêmes constitués de cellules au silicium mono ou multi cristallin. Le courant électrique produit, dont l'intensité varie selon la radiation solaire, est continu sous une faible tension.

1.5.2. Le convertisseur d'énergie

La transformation du courant continu en courant alternatif se fait par l'intermédiaire d'un onduleur à fréquence variable. Il permet une variation de la vitesse du moteur en fonction de l'ensoleillement, et de faire un suivi de la puissance maximale des modules de façon à optimiser le volume d'eau extrait. Certaines unités, de faible puissance, fonctionnent en courant continu et les plus fiables utilisent des moteurs, sans balais, à commutation électronique.

1.5.3. Les groupes moto- pompes

Le groupe moto- pompe se décompose en deux parties :

- Le moteur, immergé ou hors d'eau, est à courant alternatif ou continu. Dans le premier cas, sa conception se rapproche des moteurs standards utilisés sur le réseau électrique. Dans le second, ils peuvent être à balais ou à commutation électronique ;

- L'hydraulique en général centrifuge multicellulaire et parfois volumétrique. Les atouts et limites de chaque technologie sont évoqués.

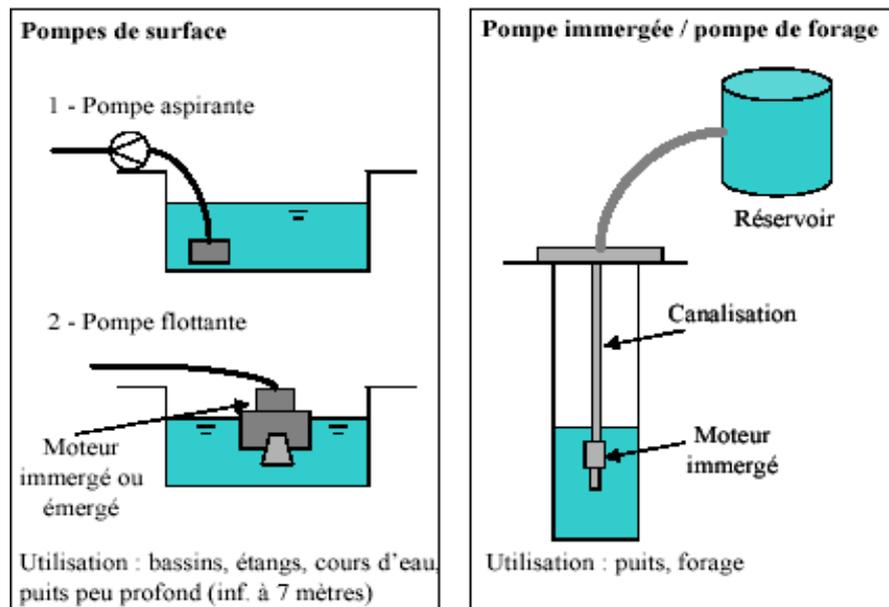


Figure 1.11 : Groupe moto- pompes

1.5.3.1 Les pompes centrifuges

Elles utilisent les variations de vitesse du fluide pompé combinées avec l'effet de la force centrifuge pour obtenir un accroissement de pression. L'énergie cinétique transmise au fluide est fournie par la rotation d'une roue munie d'aubes ou d'ailettes, c'est une partie de cette énergie qui est transformée en pression par réduction de vitesse. Les caractéristiques des pompes centrifuges sont particulièrement intéressantes dans le cadre de l'utilisation des modules photovoltaïques :

- Le couple d'entraînement de la pompe est pratiquement nul au démarrage : la pompe tourne même par très faible ensoleillement (mais il faut une certaine vitesse du moteur pour que la pression de l'eau soit suffisante pour sortir à l'extrémité du tuyau d'amenée d'eau) ;
- La puissance absorbée est bien adaptée aux modules solaires, fournissant un bon rendement global.

1.5.3.2. Les pompes volumétriques

Ici, le fluide est mis en mouvement par une variation du volume qui le contient. Les pompes volumétriques sont de deux sortes, les pompes volumétriques alternatives (exemple : pompe à piston, à membranes, etc.) et les pompes volumétriques rotatives (pompe à vis, etc.).

Leurs principaux atouts sont les suivants :

- elles sont destinées aux faibles débits (inférieur à 5 m³/h) et aux grandes hauteurs ;
- elles ont de bons rendements, et les pompes de surface sont auto-amorçantes ;

Le couple de démarrage d'une pompe volumétrique (de 3 à 5 fois le couple nominal) et la caractéristique $I = f(V)$ de ce type de pompe font que son fonctionnement en direct sur un panneau photovoltaïque n'est pas économiquement viable. Pour palier au problème de surdimensionnement du générateur résultant de cette inadaptation, un adaptateur d'impédance est utilisé pour permettre un rendement aussi élevé que possible de l'ensemble du système.

1.5.3.3. Les pompes de surface ou immergée

Le choix d'une pompe se fera en fonction des caractéristiques hydrauliques de l'installation envisagée (débit, hauteur manométrique totale, etc.) mais également en fonction des conditions particulières d'utilisation (puits, forage, pompage de rivière, etc.).

- Les pompes de surface : Compte tenu du pouvoir d'aspiration variable des unités au fil du soleil, seuls des groupes motopompes sur radeau seront utilisés. L'hydraulique sera ainsi immergée. Les multiples configurations locales rendent leur installation difficile. Sujettes aux variations de débit ou au marnage du cours d'eau, leur entretien s'avère souvent délicat.
- Les pompes immergées : C'est la configuration la plus communément utilisée. L'ensemble moto- pompe est immergé dans un forage, de 95mm minimum, ou un puit.

1.6. Analyse des besoins et des conditions d'exploitation

L'analyse des besoins et des conditions d'exploitation doit permettre de déterminer la puissance et le type de pompe choisie pour la situation donnée. Trois paramètres techniques délimitent l'évaluation d'une pompe solaire :

- La quantité d'eau requise par jour,
- La disponibilité de l'eau,
- La ressource solaire.

Il est essentiel que ces trois paramètres soient estimés le plus précisément possible.

1.7. Le fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque

La conception de systèmes photovoltaïques optimisée est par nature difficile. En effet, côté source, pour un générateur photovoltaïque, la production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température, mais aussi du vieillissement global du système. Coté charge, que ce soit de nature continue (DC), ou bien alternative (AC), comme le réseau électrique, chacune a son comportement propre qui peut être aléatoire. Pour que le générateur fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée est alors d'introduire un convertisseur statique qui jouera le rôle d'adaptateur source- charge. Dans des conditions données, c'est au point de puissance maximale de la caractéristique puissance en fonction de la tension présentée à la figure 1.12(a) que l'on exploite au mieux la puissance crête installée. Nous pouvons voir sur cette figure l'évolution de la puissance pour différents éclairagements. Ces points correspondent donc au point de puissance optimale, terme traduisant le caractère relatif aux conditions d'éclairement et de température de la puissance fournie.

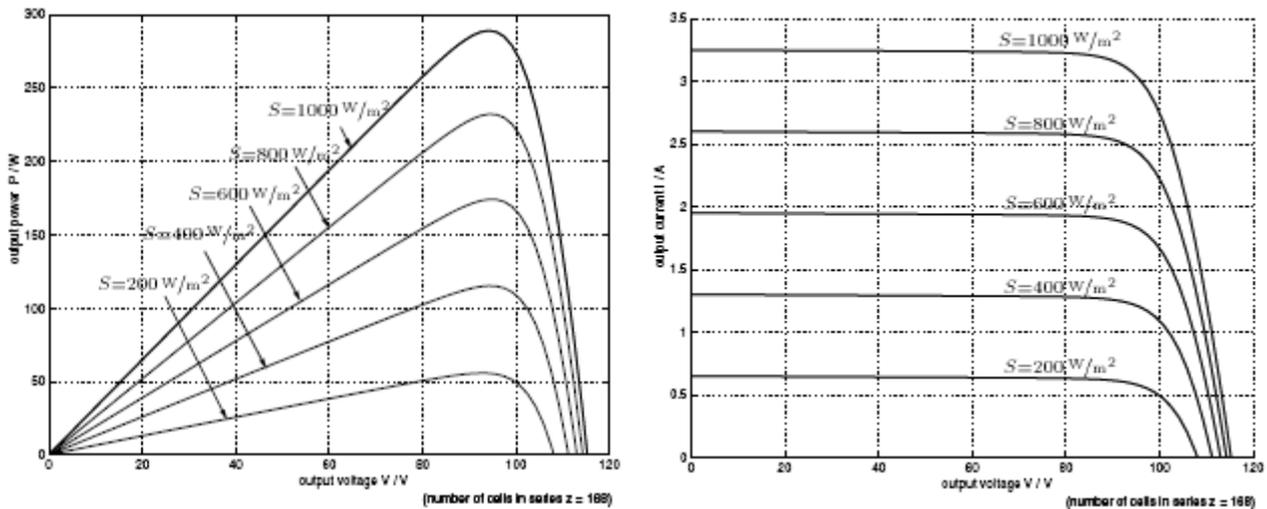


Figure 1.12 : Caractéristiques des panneaux solaires

Pour assurer le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale (PPM), des contrôleurs MPPT sont souvent utilisés. Ces contrôleurs sont destinés à minimiser l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence variable en fonction des conditions climatiques.

La puissance de fonctionnement du générateur PV est facilement calculée à partir du produit tension courant. Par contre, la détermination de la puissance maximale de référence est plus délicate vue que cette dernière est fonction des conditions climatiques (éclairage, température). Cette référence, étant alors non constante et étant caractérisée par une fonction non linéaire, rend le fonctionnement à puissance maximale plus difficile à réaliser. Afin de surmonter ces difficultés, plusieurs méthodes sont souvent adoptées telles que les méthodes analogiques et les méthodes numériques utilisant des outils informatiques :

1.7.1 Les méthodes analogiques

En les comparant aux méthodes micro programmées, les méthodes analogiques sont souvent simples à réaliser et à bas prix. Parmi ces dernières, nous rappelons quelques méthodes souvent utilisées :

- La première méthode consiste à commander un convertisseur à travers un circuit électronique utilisant des cellules PV étalons comme consigne de référence afin de déterminer la tension optimale du générateur PV [5] ou le courant optimal [6].

Malgré le fonctionnement à une puissance proche de la puissance maximale, quelques inconvénients sont à soulever :

- Non prise en compte des dérives des caractéristiques du générateur PV dues aux paramètres extérieurs (vieillesse, vent, température, poussières).
 - Dépendance totale de la cellule étalon qui peut subir des modifications ou anomalies.
- Une deuxième méthode analogique se basant sur la recherche extrême de la puissance maximale peut être utilisée. Cette méthode est basée sur la dérivation de la puissance P du générateur. L'action de la commande du convertisseur permet de changer la résistance apparente vue du générateur et par conséquent on aura une variation de la puissance débitée par ce dernier. Le générateur travaille à son optimum de puissance lorsque le signal dérivé $\frac{dp}{dt}$ s'annule. Cette méthode, quoique théoriquement séduisante et facile à étudier présente par contre des difficultés de mise en oeuvre et ceci pour différentes raisons [4] [7]:
- Nécessité de dériver le signal analogique $P(t)$ ce qui engendre des bruits et des dérives importantes difficiles à filtrer,
 - Instabilité due aux bruits et aux perturbations,
 - Nécessité de tenir compte de la dynamique de mesure de puissance,
- La troisième méthode concerne celle de modulation par détection synchrone. Elle consiste à superposer, en série avec le générateur une source de tension sinusoïdale de faible amplitude. La puissance débitée par le générateur sera alors modulée d'une manière sinusoïdale et la phase de la modulation nous renseigne sur la position du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale. Le positionnement du point de fonctionnement se fera aussi par incrémentation ou décrémentation de la tension aux bornes du générateur PV [8].

1.7.2. Méthodes micro programmées

L'évolution du domaine de la micro-informatique a permis d'améliorer les conditions de fonctionnement des systèmes photovoltaïques. Parmi ces conditions, nous citons les procédures micro programmées permettant un fonctionnement du

système à puissance maximale. L'élaboration de ces procédures se base sur plusieurs principes tels que :

- L'utilisation d'une base de données climatiques permettant de déterminer pour chaque température et éclairement la puissance maximale de référence prévue.
- La simulation des équations caractéristiques du générateur PV pour chercher chaque nouvelle référence (puissance référence).
- L'utilisation des techniques de recherche en temps réel du point de fonctionnement à puissance maximale suivant les variations des conditions climatiques.

Les deux premières méthodes nécessitent un modèle de la source PV ainsi que des mesures de la température et de l'éclairement. Quant à la troisième, on n'a besoin ni du modèle de la source ni de la température ni de l'éclairement. Cependant cette dernière méthode nécessite la mesure de la tension et du courant du générateur PV en temps réel. Une procédure de commande micro programmée calcule la puissance délivrée par le générateur PV ainsi que sa dérivée puis élabore une commande du système qui ne se stabilise que dans le cas d'une dérivée nulle de la puissance correspondant à une puissance maximale [7] [9].

1.7.3. Recherche extrême adaptative

1.7.3.1. Asservissement de la tension du générateur PV

1.7.3.1.a. Tension de référence fixe

Cette méthode suppose que les variations de l'éclairement et de la température au niveau du générateur PV entraînent des variations insignifiantes de la tension optimale, et qu'une tension constante de référence constitue une approximation adéquate du point de puissance maximale. La tension aux bornes du générateur PV est prise comme variable à contrôler. La régulation de cette tension permet de maintenir un fonctionnement du système proche du point de puissance maximale. Malgré la simplicité de la mise en oeuvre de cette méthode, cette dernière présente quelques inconvénients :

- Elle néglige l'effet de l'éclairement et de la température sur le générateur PV.

- Elle ne tient pas compte des dérives des caractéristiques du générateur dues aux paramètres extérieurs (vieillessement, vent, occultation).
- Elle ne peut pas être utilisée pour la régulation des systèmes à stockage d'énergie.

C'est pour cela que cette méthode de régulation est bien adaptée aux applications où les conditions climatiques sont stables telles que les systèmes satellites.

1.7.3.1.b. Tension de référence variable

La caractéristique statique d'un générateur photovoltaïque dans le plan $[P, V]$ présente un maximum. En premières approximations, le lieu des points de fonctionnement optimal lorsque l'éclairement varie correspond à une tension constante V_{p1} aux bornes du générateur PV comme le montre la figure 1.13 (a).

La méthode d'adaptation consiste à réguler cette tension et à asservir la consigne en fonction de la variation de température des cellules : (Figure 1.13 (b)). Malgré sa simplicité, cette méthode présente aussi quelques inconvénients :

- Elle ne tient pas compte des dérives des caractéristiques du générateur dues aux paramètres extérieurs (vieillessement, vent, poussière etc.).
- Difficulté de mesurer avec précision la température de jonction de la cellule,
- Nécessité de refaire le calcul de la boucle d'asservissement lorsqu'on change de générateur.

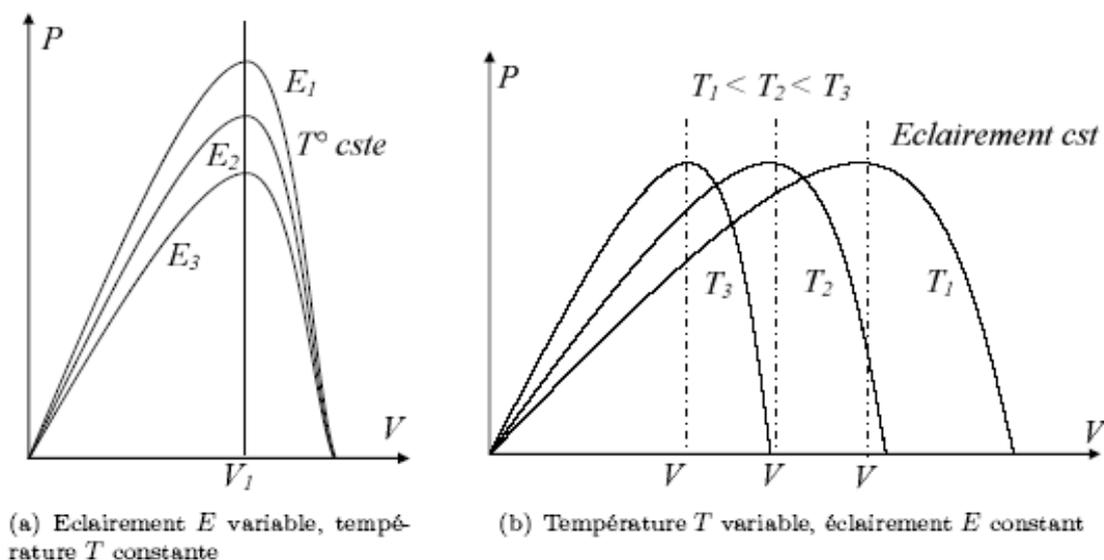


Figure 1.13 : Caractéristiques Puissance - Tension du générateur PV

1.7.3.2. Asservissement de la puissance du générateur PV

Cette méthode est basée sur la recherche du point de fonctionnement optimum par le principe dit de perturbation et observation ou "aveugle" [7]. Un microprocesseur compare entre deux instants d'échantillonnage, la puissance débitée par le générateur et élabore une consigne en fonction du signal d'écart. Dans cette approche, on maximise la puissance délivrée à la charge et non la puissance permettant un rendement maximal de cette charge.

Des applications récentes de cette méthode, utilisant l'estimation de la puissance maximale par réseaux de neurones, sont à l'étude afin d'améliorer cette approche.

1.8. Conclusion

Le fonctionnement du générateur photovoltaïque et le récepteur à leur rendement optimal nécessite l'insertion de convertisseurs statiques entre le générateur et le récepteur qui est dans notre cas d'étude le groupe motopompe. Le fonctionnement de ces convertisseurs nécessite l'application de lois de commande. Pour cela une étude dynamique du système global s'impose afin d'étudier les phénomènes transitoires provoqués par cette commande et prévoir ainsi les solutions et les configurations adéquates. Cette étude dynamique doit tenir compte de la spécificité de la source photovoltaïque et de la charge (moteur asynchrone triphasé).

Dans la littérature en général et au C.D.E.R précisément, plusieurs travaux se sont intéressés à l'étude de ces systèmes photovoltaïques connectés à différentes charges, y compris le réseau.

La majorité de ces travaux ont traité l'étude statique qui conduit généralement à l'analyse des performances statiques, le rendement énergétique et le dimensionnement de quelques configurations comprenant une source photovoltaïque à travers des convertisseurs. Comparée à l'étude statique, posant relativement peu de problèmes, l'étude dynamique des systèmes PV cités précédemment pose encore quelques difficultés dues à la non linéarité de leurs caractéristiques. Dans ce cas, on procède généralement à une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, ce

qui permet de résoudre le problème partiellement. On se limitera alors à des faibles variations du vecteur de commande des convertisseurs adaptateurs.

Ce chapitre a été consacré à l'introduction de quelques notions et définitions relatives aux systèmes photovoltaïques qui seront utilisés dans le chapitre suivant. La recherche bibliographique menée dans le présent chapitre a montré que :

La source PV est caractérisée par la non linéarité de sa caractéristique électrique et sa dépendance des conditions climatiques.

Les systèmes photovoltaïques sont des systèmes hybrides renfermant des sous systèmes électriques. L'étude des comportements statique et dynamique de ces systèmes connectés à différentes charges (synchrones soient elles ou asynchrones) ou au réseau BT est alors souvent complexe.

Cette étude va nous aider à une meilleure conception d'onduleur et à une meilleure adaptation entre le générateur PV et le moteur asynchrone triphasé, donc une meilleure extraction de la puissance disponible au niveau des panneaux solaires.

CHAPITRE 2

ETUDE DE L'ONDULEUR 1 kva DE TYPE GRUNDFOS REALISE AU CDER

2.1. Introduction

Un convertisseur est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteur permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre un générateur et un récepteur. Les convertisseurs DC/AC servent à changer une tension continue d'entrée à une tension alternative pour alimenter un récepteur de type moteur alternatif. La tension peut être fixe ou variable à des fréquences variables ou constantes. La tension de sortie variable est obtenue par la variation de la tension d'entrée en gardant le gain de l'onduleur constant; d'autre part, la variation peut être obtenue au cas où la tension d'entrée est constante ou incontrôlable par la variation du gain de l'onduleur et en maintenant le rapport entre les deux tensions (sortie/entrée) et est assuré par le contrôle de la modulation de largeur d'impulsion.

2.2. Synoptique de l'onduleur 1 kva de type Grundfos utilisé dans le pompage d'eau

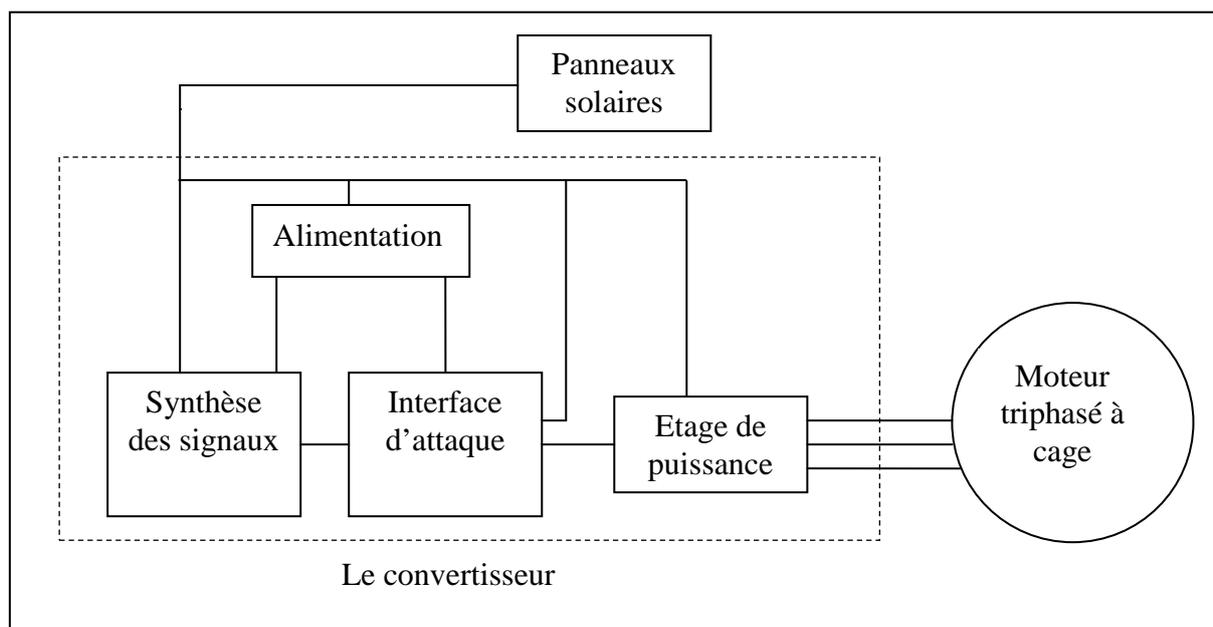


Figure 2.1 : Synoptique du convertisseur 1 kva

Dans un système de pompage, la connexion entre le générateur et la pompe entraînée par un moteur à courant alternatif est faite par un onduleur qui permet un transfert maximal de puissance entre les deux parties (le générateur et le groupe motopompe).

Le convertisseur se compose des parties suivantes :

- étage de puissance :
Il est constitué de semi-conducteurs de puissances (transistors ou thyristors) utilisés en commutateurs. Cet étage a pour rôle de hacher la tension continue d'entrée.
- circuit de génération des signaux P.W.M :
Ce circuit génère des signaux triphasés en modulation de largeur d'impulsion (PWM), il assure le transfert optimal de puissance vers le groupe motopompe et ce en maintenant le rapport tension/fréquence constant.
- alimentation : ce circuit permet l'alimentation des différents circuits électronique du convertisseur.
- Circuit de régulation et de protection : ce circuit assure la régulation de la fréquence et la protection du groupe motopompe contre les surcharges et le manque d'eau.

L'expansion et le développement des transistors de puissance durant ces dernières années et leur pénétration dans le domaine de l'électronique de puissance, justifient au moins une classification des onduleurs sur leur mode de commutation. On distingue ainsi des onduleurs à onde rectangulaire, en créneaux de largeur variable, les onduleurs en marche d'escalier ou à modulation de largeur d'impulsion (PWM).

2.3. La commande d'un onduleur

La commande d'un onduleur est, en principe, relativement aisée à implanter. Elle comprend généralement :

- Un algorithme de commande qui permet de générer des références de tension.
- Un algorithme de modulation de largeur d'impulsions.
- Un circuit qui permet de générer 6 impulsions de commande de l'onduleur.

Dans la pratique, ce n'est pas toujours si simple. En effet, l'algorithme de commande est généralement traité par une unité numérique. Le calcul fournit la largeur des impulsions à envoyer à l'onduleur. Il faut ensuite générer celles-ci, à la

fréquence de commutation de l'onduleur. Dans les systèmes embarqués, les micro-contrôleurs utilisés disposent de plusieurs compteurs programmables. Si leur nombre n'est pas suffisant, où si l'unité de calcul ne dispose pas de tels éléments (certains DSP ou plus simplement un PC) la génération de ces impulsions devient très problématique.

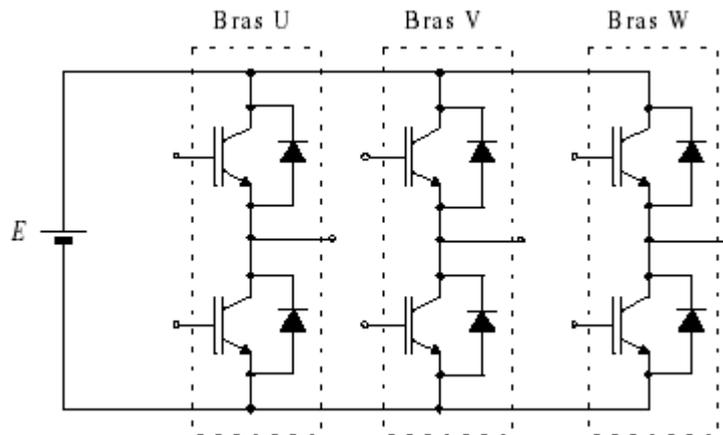


Figure 2.2 : Schéma d'un onduleur triphasé

D'autre part, les algorithmes de commande ont généralement des fréquences de récurrence très inférieures à la fréquence de commutation. La génération des impulsions oblige donc de prévoir une tâche à la fréquence de commutation de l'onduleur dans le programme. Enfin, un arrêt intempestif du micro-contrôleur pourrait conduire à la mise en conduction des deux transistors du même bras. On élimine généralement ce risque par de la logique extérieure, réalisant en même temps les temps morts de la commande, dont nous parlerons dans le paragraphe suivant. Pour palier ces problèmes, nous avons conçu un circuit numérique de commande des bras entièrement sécurisé, dédié à la commande des convertisseurs à découpage, s'interfaçant très simplement avec une unité de calcul par un bus numérique et déchargeant ainsi celle-ci de la génération des impulsions.

2.3.1. La génération des impulsions

Ce circuit, dédié à la commande des convertisseurs à découpage, doit répondre à certaines contraintes concernant la nature des impulsions générées. Dans les convertisseurs du type "onduleur", deux interrupteurs sont en série. Il est donc primordial d'assurer un "temps mort" entre la commande des transistors

complémentaires, sous peine de voir conduire les deux éléments en même temps, créant ainsi un court circuit (généralement destructif).

La durée de ce "temps mort" dépend du temps de commutation des composants utilisés. Le circuit proposé doit donc permettre de régler cette durée. D'autre part, il a été montré qu'il était préférable de fournir des impulsions centrées sur la période de commutation et de réaliser les acquisitions nécessaires à l'algorithme de commande au centre de cette période. Dans les parties qui vont suivre, on définira les caractéristiques techniques de l'onduleur de 1 kva réalisé au Centre de Développement des Energies Renouvelables similaire au modèle de la firme Grundfos, destiné au pompage d'eau dans les zones rurales ; Cette partie nous éclairera sur les éléments de puissance, principe de la PWM, la carte de puissance et la carte de commande de l'onduleur autour des MOSFET qui à ce jour ont été le cheval de bataille de nos études.

2.3.2. Les semi-conducteurs utilisés en commutation

Ceci est un rappel des semi-conducteurs de puissance utilisés en commutation de puissance :

2.3.2.a. Le thyristor

Réalisé pour des tensions jusqu'à 6000 V, des courants de plusieurs milliers d'ampères et une chute de tension directe d'environ 1,5 V, son amorçage ne nécessite qu'une faible impulsion de courant mais le blocage exige par contre d'annuler, par dérivation dans un circuit auxiliaire, la totalité du courant anodique ; un tel dispositif est encombrant et coûteux. Le thyristor est toutefois un composant fiable et économique à l'achat.

2.3.2.b. Le G.T.O (gate turn off thyristor)

On peut l'assimiler à un thyristor équipé d'une commande de blocage dont le gain est cependant très faible. La gamme de puissance est équivalente à celle du thyristor mais c'est un composant relativement cher qui trouve la majorité de ses applications dans la commande des moteurs de traction.

2.3.2.c. Le transistor M.O.S (metal oxyde semiconductor)

Séduisant par sa commande en tension et par ses temps de commutation inférieurs à 100 ns, ce transistor présente cependant l'inconvénient d'une chute de tension directe relativement importante par rapport à ses concurrents. Sa limite se situe vers 50 A et 500 V.

2.3.2.d. Le transistor bipolaire

Ce dispositif, sans doute le plus ancien, n'a vu sa montée en puissance que vers 1985 avec des modules Darlington triples (3 transistors en cascade) de 300 A 1000 V et un gain d'environ 100. Malgré ce gain, la commande en courant aux fortes puissances reste pénalisante. Aux fortes puissances, les temps de commutation se situent environ à 1,5 ms et la chute de tension directe à 1,5 V.

2.3.2.e. L'I.G.B.T (insulated gate bipolar transistor)

Du point de vue de l'utilisateur, on peut décrire sommairement l'IGBT comme un transistor bipolaire contrôlé par un transistor MOS qui apporte l'avantage d'une commande en tension et des temps de commutation très courts (300 ns) pour des niveaux de puissance similaires à ceux du bipolaire. Son principal inconvénient est sa chute de tension directe de l'ordre de 3 V pour des dispositifs de 1200 V.

2.4. Considérations générales sur l'onduleur réalisé

Au C.D.E.R, du fait de la disponibilité d'une source d'énergie continue (d'origine photovoltaïque), l'étude du moteur triphasé à cage fabriqué par l'ENEL AZZAZGA a été accomplie, et a fait l'objet d'un rapport interne [10]. L'onduleur réalisé devait répondre aux caractéristiques suivantes :

- coût modéré.
- Fiabilité.
- Etanchéité.
- Utilisant directement le bobinage du moteur comme transformateur de sortie.
- Puissance nominale 1000VA.
- Puissance maximale 1500VA.
- Puissance minimale 350VA.
- Fonctionnement sans stockage électrique (branchement direct sur les panneaux).
- Signal utilisant le principe de la PWM aux grandes vitesses.
- Signal adéquat pour assurer un bon démarrage.
- Le convertisseur en question devait avoir les protections nécessaires et minimales contre :
 - les accélérations et les décélérations brusques.
 - la baisse du niveau des eaux dans les puits.

Les considérations précédentes mettaient à l'évidence que le fonctionnement et la structure sont intimement liés à son environnement immédiat, à savoir le moteur triphasé à cage et le panneau solaire photovoltaïque.

2.4.1. Choix des Vmos comme transistor de puissance

Les Vmos étaient de performance comparable aux transistors bipolaires, mais possèdent des avantages certains sur ces derniers à savoir ; très grande impédance d'entrée permettant l'économie d'un circuit d'amplification de courant intermédiaire, le courant consommé par les gates est de l'ordre du pA. La commande donc de ces transistors est essentiellement une commande en tension.

La durée de commutation est très courte et s'effectue donc en principe sans temps de retard T_d et temps de stockage T_s , du fait que la conduction dans le canal MOS se fait par les porteurs majoritaires.

Pas d'emballement thermique, ni de second claquage puisque le coefficient de température positif du semi conducteur est tel qu'une augmentation locale de densité de courant donc de température se traduisant par une augmentation de la résistance. Par cette propriété qu'une répartition équilibrée du courant est obtenue.

2.4.2. La commutation

Lorsque les transistors sont traversés par une forte puissance, ils doivent avoir de très faible pertes relatives, non seulement pour des raisons de rendement mais aussi parce qu'il est exclu que les composants dissipent sans risque un pourcentage non négligeable de la puissance mise en jeu et donc, ils doivent permettre de travailler dans les meilleures conditions en consommant la moindre énergie mise en jeu par les panneaux solaires; deux états sont à citer:

- Courant fort, très faible tension.
- Tension forte, très faible courant.

2.5. Etage de puissance

La tension de travail est choisie égale à 100v. Cette tension est un compromis entre les deux points suivants :

- Cette tension est suffisamment élevée pour que le courant de magnétisation du moteur I_m (c'est le courant de marche à vide I_0) soit acceptable.

- Un moteur de série branché en 220v (branchement triangle) demanderait pour fournir sa puissance nominale une tension de 220v.

Cette valeur oblige à utiliser des composants de haute tension. Ces derniers sont plus chers et difficiles à trouver sur le marché, pour ce qui est des semi conducteurs. Les composants passifs de haute tension sont d'un encombrement plus important (carte circuit imprimé plus grande, boîtier plus volumineux..).

Les avantages immédiats du choix de la tension 100v sont :

- plus grande disponibilité des composants.
- Les prix réduits.
- L'industrie nationale pouvait nous fournir directement des moteurs rembobinés à 100v au même prix que les moteurs de série. Les calculs de bobinage ont été faits au niveau du CDER (division Eolien) et le bureau d'étude de l'ENEL AZZAZGA.

2.5.1. Choix de la configuration de l'étage de puissance

2.5.1.a. Non utilisation d'un transformateur de sortie

Le domaine de puissance dans lequel on travaille est de l'ordre de un kilowatt (1 kw). La tension de 100v-110 v en charge est obtenue par la mise en série de six (6) panneaux solaires. La puissance P_b d'une branche de panneaux solaires vaut :

$$P_b = 35 \cdot 6 = 210 \text{ w} \ll 1 \text{ kw.}$$

Puisque l'élévation de tension peut se faire directement, du côté continu, par la mise en série de panneaux solaires, alors il n'est pas nécessaire d'utiliser un transformateur élévateur de tension. Le convertisseur utilisera directement le bobinage du moteur comme transformateur à flux tournant de sortie. L'avantage de ce système permet de limiter l'encombrement, d'éviter des pertes et l'introduction d'un cosinus Φ supplémentaires. Cette manière de procéder, outre la baisse conséquente du prix, permet une simplification de la circuiterie électronique.

2.5.1.b. Caractère unipolaire des panneaux solaires

Le panneau solaire fournit une tension et un courant positifs. Le moteur triphasé demande sur chacun de ces 3 bobinages une tension comprise entre -100v et + 100v. la configuration qui marie le caractère unipolaire de la puissance reçue par

les panneaux solaires et bipolaire du moteur triphasé est le pont en H à 3 branches représenté sur la figure 2.3 :

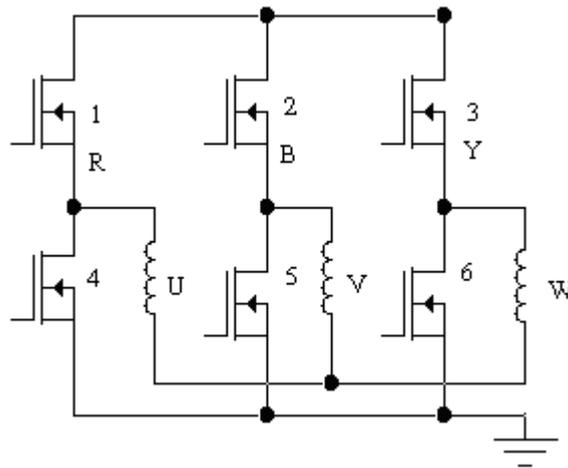


Figure 2.3 : Pont en H

Les trois branches sont identiques et indépendantes. Chaque branche est appelée demi pont.

2.5.2. Fonctionnement de l'étage de puissance

Les trois bobinages U, V, W du moteur sont soumis aux tensions :

$$U=R-B, \quad V=B-Y, \quad W=R-Y.$$

Pour simplifier la visualisation, soient les signaux triphasés carrés R, B, Y suivants :

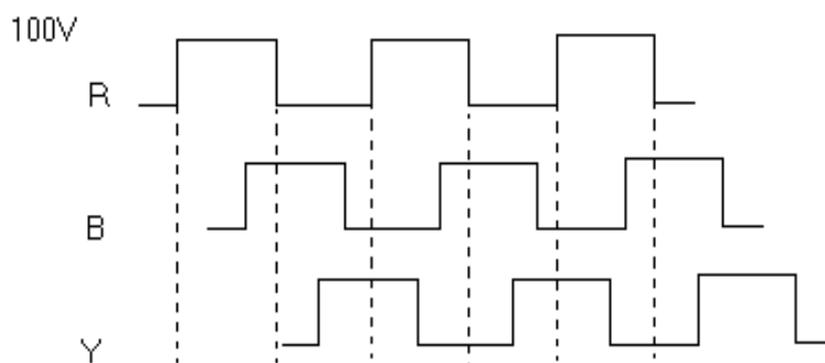


Figure 2.4 : Signaux R, B, Y

Les signaux existent aux points R, B, Y du pont en H, chaque bobinage du moteur voit à ses bornes les signaux R-B, B-Y, R-Y représentés à la figure 2.5 :

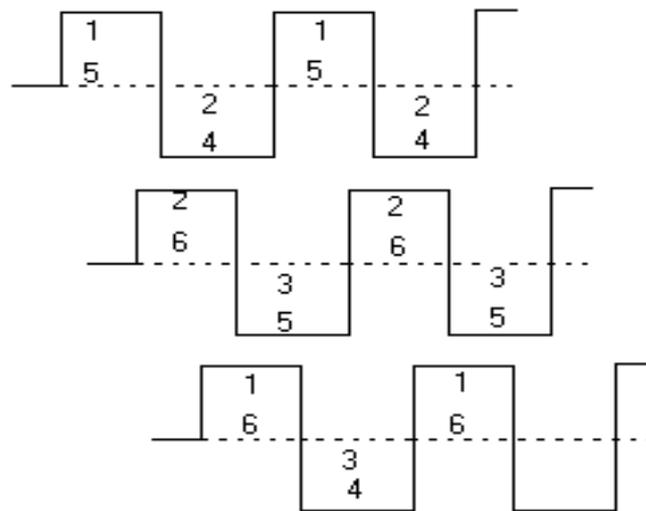


Figure 2.5: Schéma aux bornes du bobinage statorique

Les chiffres se rapportent au numéro du transistor en conduction. Nous constatons que chaque transistor du pont conduit un tiers (1/3) du courant total [10].

2.5.2.1. Etude du pont

Comme les trois branches du pont sont identiques, nous étudierons l'une d'elle (branche R) dont le schéma est le suivant :

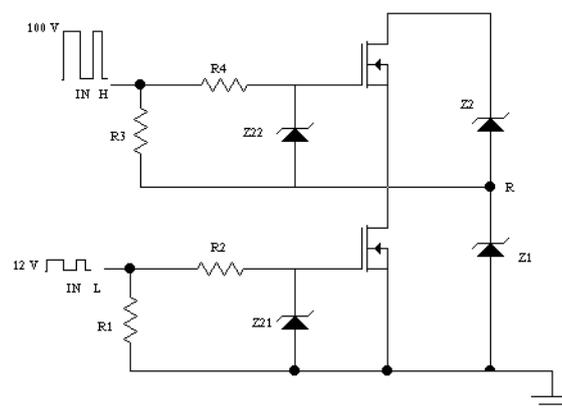


Figure 2.6 : Demi pont R

La branche R est formée d'un transistor Vmos chaud T2 et d'un transistor Vmos froid. Les deux transistors sont attaqués à leurs bases respectives par des signaux inverses pour éviter un court circuit franc entre l'alimentation que l'on notera X et la

masse. Quand T2 est saturé à la suite de l'application d'un signal haut (100v) sur sa base, nous avons :

$$R=X=100v$$

Quand c'est T1 qui est saturé par la suite de l'application sur sa base d'un signal de 12v nous avons :

$$R=0$$

En définitive, on voit que le signal R est la reproduction côté puissance du signal sur la base du transistor chaud T2.

2.5.2.2. Rôle des autres composants

- D21 et D22 sont des diodes zener de 12v de protection des bases des Vmos.
- Les diodes D1 et D2 sont des diodes de roue libre, elles sont utiles lors de l'application d'un signal bas sur la base, le transistor est empêché de se bloquer par l'inductance du moteur ; alors la diode de roue libre située entre le drain et la source du transistor offre un chemin électrique qui assure la continuité du courant.
- Les résistances R1, R3 permettent la décharge des capacités d'entrée des Vmos. Ces résistances permettent aussi d'affirmer les masses afin d'empêcher le flottement éventuel des bases. Ce qui mettrait les transistors correspondants en conduction accidentelle.
- les résistances R2 et R4 : vue la grande capacité d'entrée des Vmos sans ces résistances, il se produirait des oscillations de hautes fréquences à la sortie des transistors de puissance. Ces résistances doivent être assez faibles pour qu'au blocage, elle déchargerait les capacités d'entrée des transistors rapidement.

2.5.3. Dimensionnement de l'étage de puissance

L'étage de puissance doit être dimensionné pour fournir une puissance de 1kw -100v. Le courant de régime absorbé par le convertisseur vaut :

$$I_t = \frac{1KW}{100V} = 10A$$

D'après la figure 2.5, et de la remarque qui a suivi [10], le courant de régime maximal d'un demi pont vaut :

$$I_{dp} = 2/3 I_t = 6.5A.$$

Le courant de démarrage est donné par la règle de bonne pratique [10]:

$$I_d = 4 \cdot I_{nom} = 6.5 \cdot 4 = 26 A$$

De même, pour la tension maximale et par la même règle de bonne pratique, la tension limite supportable est de 50 v de plus que la tension de travail et de là , il nous est possible de déterminer la référence des transistors qui se rapprochent à ces caractéristiques à savoir : l'IRF250 (29A, 250V).

2.5.3.1. Sélection des diodes de roue libre

Le courant dans les diodes de roue libre doit être le même que dans les transistors, c'est-à-dire : $I_d = 25A$

Il est aussi commode de bénéficier d'une protection des transistors contre un V_{ds} excessif, nous avons utilisé des diodes zener en roue libre (BZY 97C 51).

Les résistances R1 et R3 valent $1M\Omega$ à 0.25watts.

Les résistances R2 et R4 valent 33Ω à 0.25watts.

Les diodes D21 et D22 sont des BZY97C de 12volts.

Nous concluons par un schéma complet d'un demi pont :

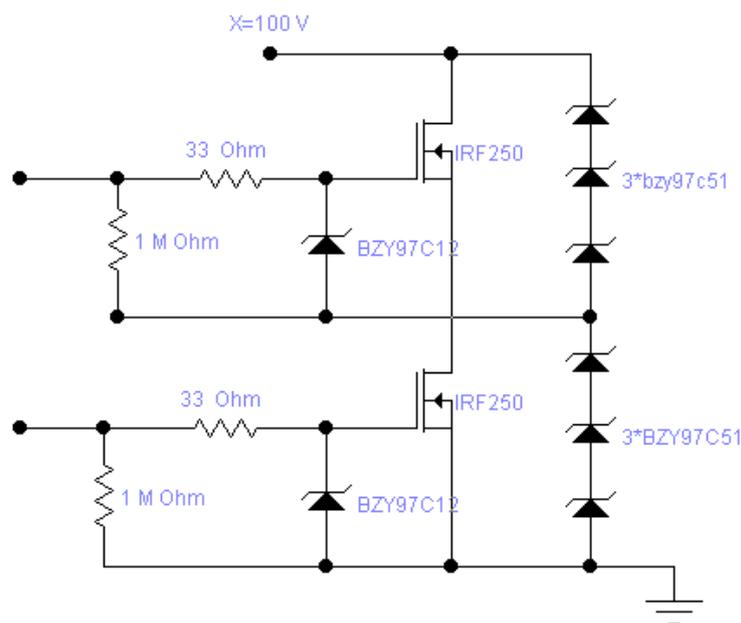


Figure 2.7: Schéma complet d'un demi pont

2.5.3.2. Découplage

Il est connu que les étages de puissance comportent toujours des condensateurs de découplage. Les valeurs de ces condensateurs sont, ou bien le résultat d'une très longue expérimentation sur le terrain, recensant tous les parasites qui pouvaient survenir, ou bien la conséquence d'une expérimentation sur un modèle mathématique du convertisseur. Comme cette étude a été faite suite à

l'exploration et la synthèse de l'onduleur Grundfos, nous avons fixé leurs valeurs tel que :

$$C1, C2, C3 = 0.68 \mu\text{F } 250\text{volts.}$$

Pour le découplage commun des trois demi - ponts nous avons utilisé : $C4 = 2.2 \text{Mf}$

A partir de là, on peut donner le schéma complet de l'étage de puissance :

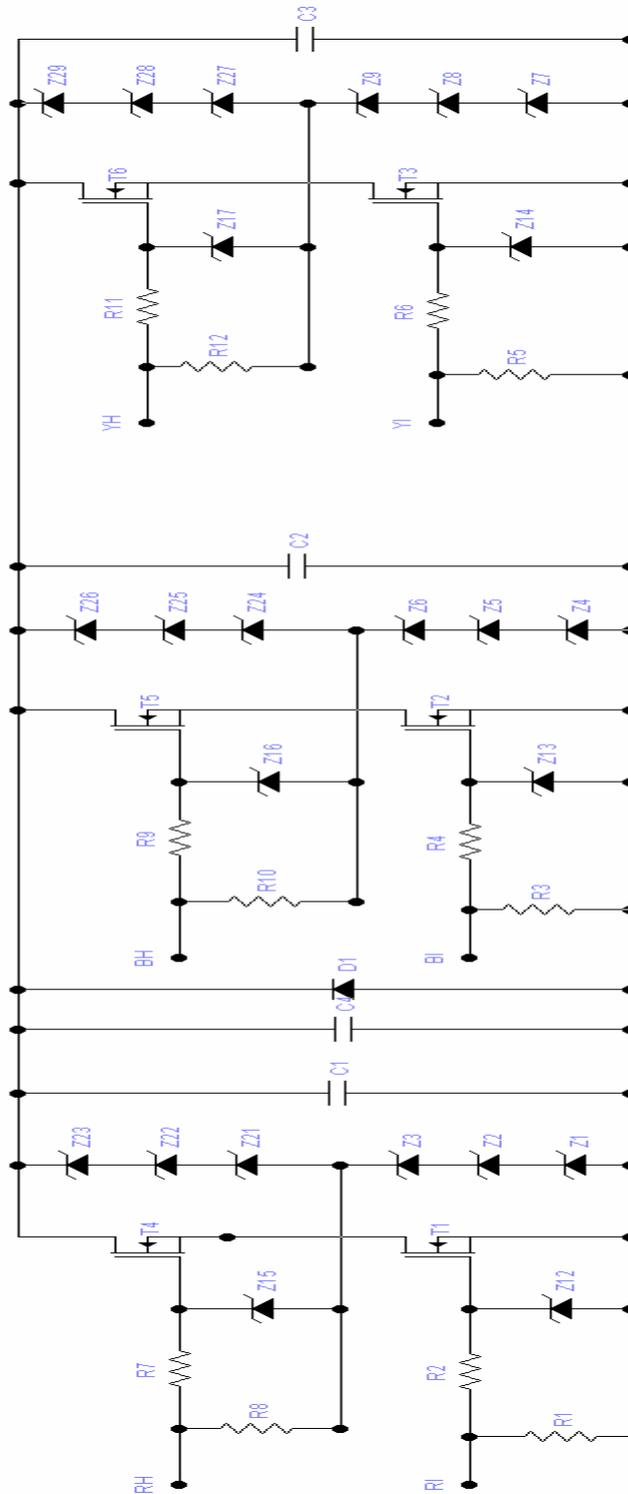


Figure 2.8 : Etage de puissance complet

2.5.4. Interface d'attaque

L'utilité de l'interface d'attaque du pont en H de puissance ressort de l'analyse suivante de fonctionnement d'une branche du pont.

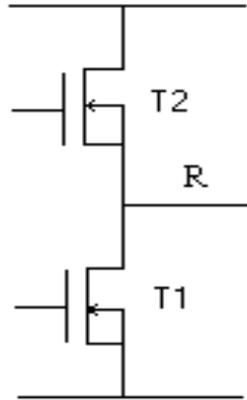


Figure 2.9 : Demi pont en H

Pour saturer le transistor T1, une tension $V_{mos}=12v$ sur sa base suffit. Le courant de base absorbé est infime vu que T1 est un Vmos.

Par contre, pour saturer T2 quand T1 est bloqué, il faut appliquer 12v sur sa base par rapport au point R. Ce point est à la tension d'alimentation $X=100v$ quand T2 est saturé.

Il existe plusieurs méthodes pour tourner la difficulté, celle que nous avons utilisée est l'attaque flottante. La méthode consiste à fabriquer une alimentation stabilisée (12 v) autour du point flottant R.

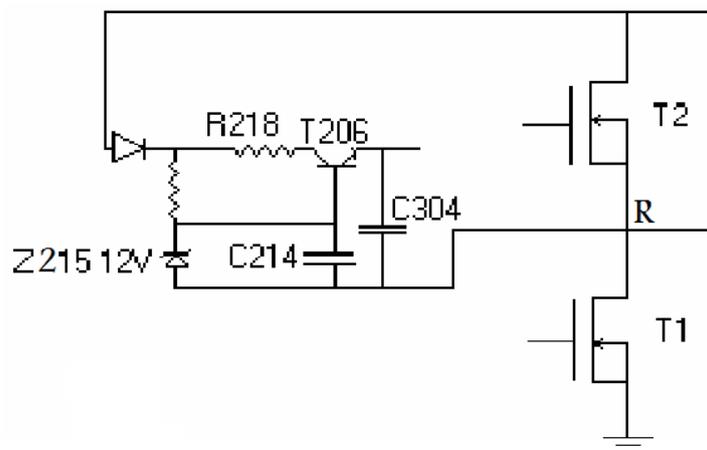


Figure 2.10 : Alimentation flottante

Le schéma ressemble à un circuit classique d'alimentation stabilisée (un générateur de courant au juste). Le transistor T206 est le transistor ballast. Quand le transistor T1 est saturé, le point R est à la masse, la capacité C214 se charge à travers R217, son temps de charge est donné par la relation suivante :

$$T_c = 0.69 * R17 * C214 \implies \text{AN} : T_c = 1 \text{ ms.}$$

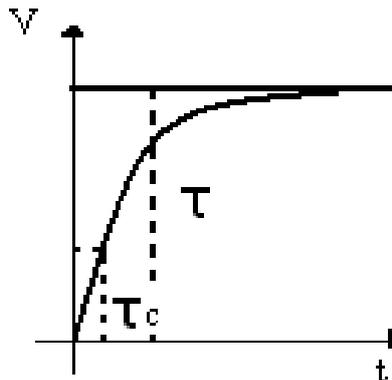


Figure 2.11: Courbe de charge de C214 sous 100volts

Un coefficient 0.2 est introduit lors du calcul du fait que la capacité ne se charge pas à 100volts mais à 12volts. Si l'on suppose que le transistor T1 est en train de se bloquer, le potentiel au point R remonte vers 100 volts. Grâce à la capacité C214, la tension au point Y sera tout le temps supérieure de 12volts à la tension au point R.

La diode D219 empêche la capacité C214 de se décharger dans l'alimentation à travers la résistance R217 et la conduction du transistor ballast en inverse, parce que entre temps la capacité C304 est chargée par le transistor T206.

La diode zener Z215 est une diode de sécurité, elle empêche potentiel du point Y d'excéder le potentiel du point R de plus de 12 volts.

La capacité C304 est une capacité de filtrage de l'alimentation stabilisée flottante, elle découpe l'alimentation du MC14050.

La résistance R217 est une résistance de polarisation de la diode zener et de charge de la capacité C214 ; quant à la résistance R218, elle limite le courant dans T206 et au même temps limite le potentiel du collecteur de T206. De cette manière, on s'éloigne de la tension de V_{ce0} du transistor.

2.5.4.1. Circuit d'attaque du demi-pont

L'alimentation flottante en question, polarise un buffer (14050), et le transistor T418 à travers la résistance R417 comme l'indique la figure 2.12 :

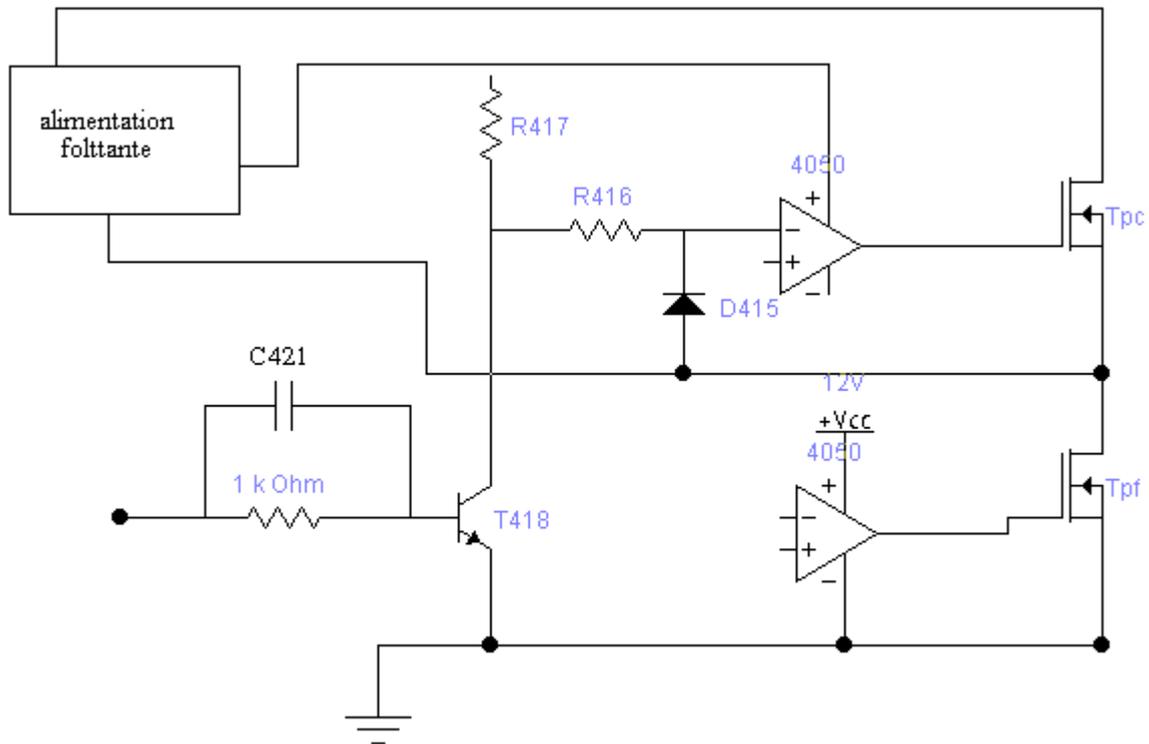


Figure 2.12: Schéma complet de l'attaque flottante

2.5.4.2. Fonctionnement statique

Le circuit intégré 4050 est utilisé en buffer, il sert d'amplificateur de courant du gate transistor IRF250, correspondant. Ses bornes 1 et 8 sont à : $V_{cc} = 12\text{volts}$ tout le temps.

1^{er} cas : Quand un signal haut (12v) est appliqué au point e_h , le transistor T418 se sature, à son collecteur, le potentiel est au niveau bas (0 volts).

Comme le buffer 4050 est non inverseur, sa sortie se trouvera au niveau bas par rapport au point R_0 . Le transistor Tpc se trouve bloqué. Comme le même signal est appliqué au transistor froid via le buffer 4050 correspondant, celui-ci se sature.

Donc : Tpc (chaud) bloqué.

Tpf (froid) saturé.

2^{ème} cas : Si un signal bas est appliqué au transistor Tpf, celui-ci se bloque. Comme ce signal est appliqué aussi au point e_h , celui-ci se bloque de la même manière ; et donc le potentiel à son collecteur sera haut. Ce signal est appliqué à l'entrée du 4050. la sortie du buffer est haute. Le transistor de puissance Tpc se sature.

Tpc (chaud) saturé.

Tpf (froid) bloqué.

2.5.4.3. Fonctionnement dynamique

1^{er} régime : Le transistor chaud est en train de se bloquer. Le transistor froid est en train de se saturer. Comme le transistor T418 (BFR88), est un transistor rapide, le potentiel de son collecteur descend plus vite. Un court instant devient supérieur au potentiel du collecteur du T418. La diode D415 se débloque, puisque le potentiel sur son anode devient égal à V_r . Le potentiel sur sa cathode est celui du collecteur du transistor T418.

L'entrée du 4050 se trouve ainsi protégée contre un potentiel négatif.

Le potentiel à son entrée vaut :

$$V_{4050} = V_r - 0.6v.$$

Par la même occasion, le transistor chaud se trouve protégé contre toute sur commutation de type dv/dt du transistor froid.

La résistance R416 limite le courant dans la diode, le condensateur ralentit un peu le transistor T418.

2^{ème} régime : Le transistor froid est en train de se bloquer, le transistor chaud est en train de se saturer. A cause du C421, le transistor T418 est ralenti. L'ouverture de T_{pf} est effectuée à la quasi fermeture de T_{pc} .

Ce principe garantit la protection du T_{pf} contre le dv/dt du T_{pc} qui est en train de se fermer.

Les transistors froids sont aussi attaqués par des buffers 4050. Cette topologie permet d'avoir une attaque symétrique du pont. Elle assure aussi une isolation galvanique entre l'électronique et la puissance. Les 4050 assurent aussi une diminution du temps de blocage des transistors de puissance. Les 6 buffers 4050 d'attaque de la base des Vmos exécutent une attaque en tension. Les pointes de courant demandées par un Vmos en fonction peuvent atteindre 300mA.

2.6. Carte de commande des interrupteurs

2.6.1. Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La commande des interrupteurs se fait par des signaux MLI. Ceux-ci permettent de contrôler de façon linéaire et continue les valeurs des tensions et fréquences appliquées au moteur.

Dans ce rapport, elle s'obtient en boucle ouverte, donc ne prend pas en considération les variations de l'environnement.

Le signal MLI est obtenu par comparaison entre un signal de découpage (porteuse), qui est en général triangulaire isocèle, et le signal de sortie (modulante). On peut noter qu'il existe différents types de porteuses triangulaires.

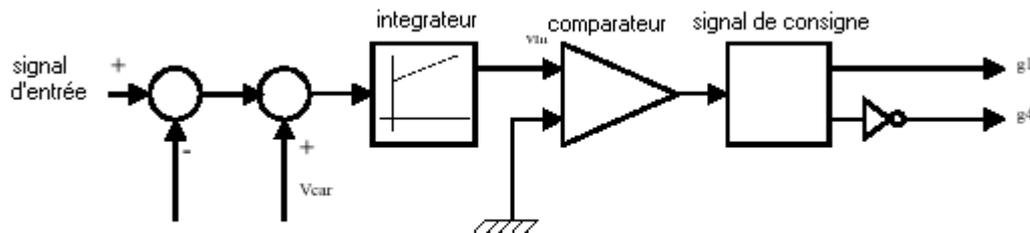


Figure 2.13: Fabrication du signal MLI

Comme le montre la figure 2.13, la porteuse est obtenue par intégration d'un signal carré. Il a, en effet, été montré qu'il est plus simple techniquement d'obtenir un signal de forme "carrée" que de forme "triangle". Cette technique est très largement répandue dans le monde industriel, au niveau des variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones.

Le circuit intégré "hef4752v" décrit dans le paragraphe qui suit, adopte ce principe pour délivrer des impulsions dont l'allure d'amplitude est de forme telle que le montre la figure 2.14.

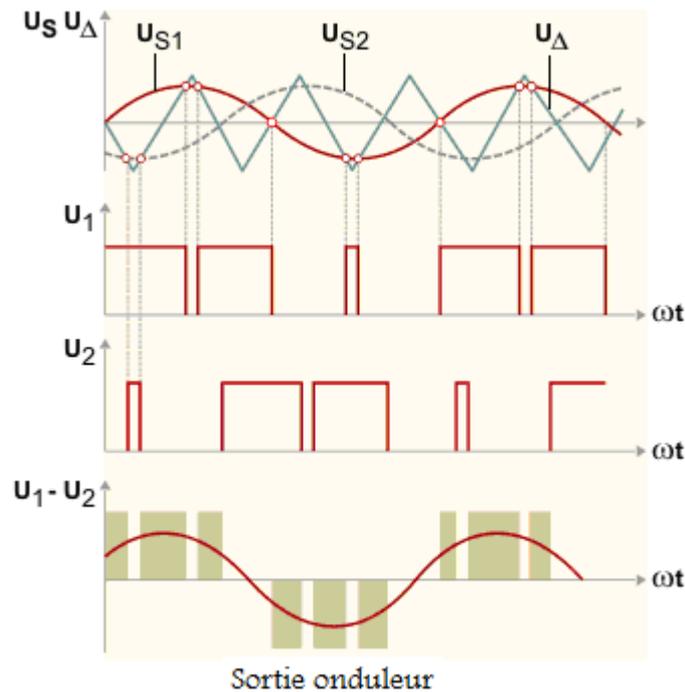


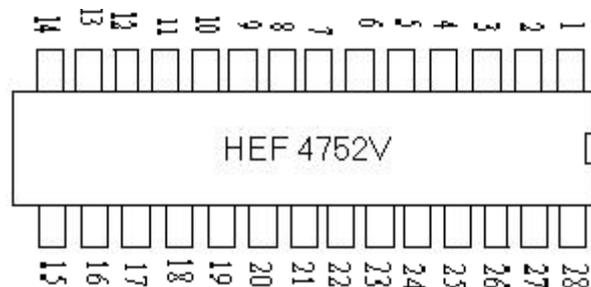
Figure 2.14 : Principe PWM à commande par sinusoïde

2.6.2. Circuit de génération des signaux P.W.M

Cet étage est conçu autour du circuit intégré HEF4752V de Philips élaboré spécialement pour le contrôle des moteurs à courant alternatif à fréquence variable. Ce circuit génère des signaux triphasés en modulation de largeur d'impulsion (P.W.M) destinés pour transistors ou thyristors.

2.6.2.1. Les entrées - sorties du HEF4752V

Le circuit possède 12 sorties de commande pour l'onduleur, 3 sorties de contrôle, 4 entrées d'horloge et 7 entrées de données.



Signaux de commande de l'onduleur:

Pin 8 :	ORM1	phase R	Principale.
Pin 9 :	ORM2	Phase R	Principale.
Pin 10:	ORC1	Phase R	Auxiliaire.

Pin 11:	ORC2	Phase R	Auxiliaire.
Pin 22:	OYM1	Phase Y	Principale.
Pin 21:	OYM2	Phase Y	Principale.
Pin 20:	OYC1	Phase Y	Auxiliaire.
Pin 19:	OYC2	Phase Y	Auxiliaire.
Pin 3 :	OBM1	Phase B	Principale.
Pin 2 :	OBM2	Phase B	Principale.
Pin 1 :	OBC1	Phase B	Auxiliaire.
Pin 27:	OBC2	Phase B	Auxiliaire.

2.6.2.2. Les sorties de commande

Il existe douze sorties de commande dont 6 sont utilisées pour l'onduleur triphasé à transistors ; les six autres sorties sont utilisées dans les cas des onduleurs à thyristors.

Le mode de fonctionnement transistor ou thyristor est déterminé par le niveau logique appliqué à l'entrée I.

2.6.2.3. Les entrées de données

- L'entrée I : elle détermine le mode de fonctionnement du circuit ;
 - si I est au niveau bas, c'est le mode transistor.
 - I est au niveau haut, c'est le mode thyristor.
- L'entrée K : cette entrée avec l'association de l'horloge OCT est utilisée pour ajuster la durée du délai nécessaire entre les commandes de coupure et d'enclenchement des transistors d'un même bras d'onduleur.
- L'entrée L : elle contrôle l'arrêt et le fonctionnement du circuit intégré .si L est au niveau haut le circuit fonctionne normalement; si L est au niveau bas les signaux de commande sont bloqués.
- L'entrée CW : elle est utilisée pour contrôler le sens de rotation du moteur.
- Les entrées A, B, C : elles sont utilisées pour tester le circuit lors de sa fabrication. En fonctionnement normal, elles sont connectées à la masse.

2.6.2.4. Les entrées horloge

Le fonctionnement du circuit est déterminé par les fréquences de 4 horloges extérieures ;

Horloge de contrôle de la fréquence FCT: elle contrôle la fréquence de sortie F_{out} de l'onduleur telle que:

$$F_{fct}=3360 F_{out}$$

Horloge de contrôle de la tension VCT: elle détermine la valeur du rapport tension de sortie par rapport à la fréquence. La valeur de l'amplitude de la tension de sortie est déterminée par la tension continue d'entrée V_c et est égale à $k \cdot V_c$.

La valeur de k dépend de la fréquence de sortie F_{out} de telle sorte que le rapport k/F_{out} est constant.

La valeur maximale de k est égale à 0.624 (à 100% de modulation) correspondant à une fréquence de sortie F_{outm} telle que:

$$F_{outm} = F_{vct}/6720.$$

La fréquence F_{vct} est déterminée à partir de F_{outm} qui est déterminée de la façon

$$\text{suivante: } F_{outm} = (f_n/v_n) \cdot 0.624$$

Où f_n : fréquence nominale du moteur.

V_n : amplitude de la tension nominale du moteur.

V_c : tension continue d'entrée.

Horloge de référence RCT: elle détermine la valeur de la fréquence maximale de commutation F_{smax} .

On a la relation : $F_{rct} = 280 F_{smax}$.

La fréquence minimale de commutation: F_{smin} est égale à $0.6 F_{smax}$.

Horloge OCT : cette horloge fonctionne en association avec l'entrée K pour déterminer le temps mort nécessaire entre la coupure et l'enclenchement des transistors d'un même bras d'onduleur.

2.6.3. Génération des signaux de commande

La figure 2.15 montre le schéma complet de l'onduleur, y compris le circuit de génération des signaux de commande. Le circuit utilise 4 horloges extérieures. Deux horloges de fréquence fixes constituées par les triggers de Schmitt du circuit intégré 7414 et qui sont raccordées aux entrées RCT et OCT.

Deux autres horloges à fréquence variable constituées de deux convertisseurs tension fréquence de type AD 654. Ces circuits convertissent la tension d'entrée en une fréquence qui lui est proportionnelle. Deux potentiomètres contrôlent la tension d'entrée et donc la fréquence de sortie des deux convertisseurs qui sont raccordés aux entrées FCT et VCT du circuit intégré.

Les valeurs des fréquences d'horloge utilisées sont :

- $F_{\text{rct}} = 1 \text{ MHz}$, la fréquence de commutation est comprise entre 2.14 KHZ et 3.57 KHZ.
- $F_{\text{oct}} = 1 \text{ MHz}$, ce qui assure un temps mort de 8 μs ce qui est largement suffisant dans le cas des transistors utilisés dans le convertisseur qui nécessitent un délai minimal de 295 ns.
- $F_{\text{vct}} = 310 \text{ KHZ}$.
- F_{fct} est variable de 0 à 150 KHZ, qui détermine la fréquence de la tension de sortie appliquée au moteur (de 0 à 45 HZ). La fréquence F_{fct} est ajustée par le potentiomètre P2.

La carte est alimentée par une tension continue de 15V. Cette tension est abaissée à 5V par un régulateur de tension intégré. En sortie la carte génère six signaux en P.W.M d'amplitude 5V. La carte de commande est gérée par le HEF4752V destiné à la commande de moteurs triphasés, et a fait objet d'un rapport interne au CDER.

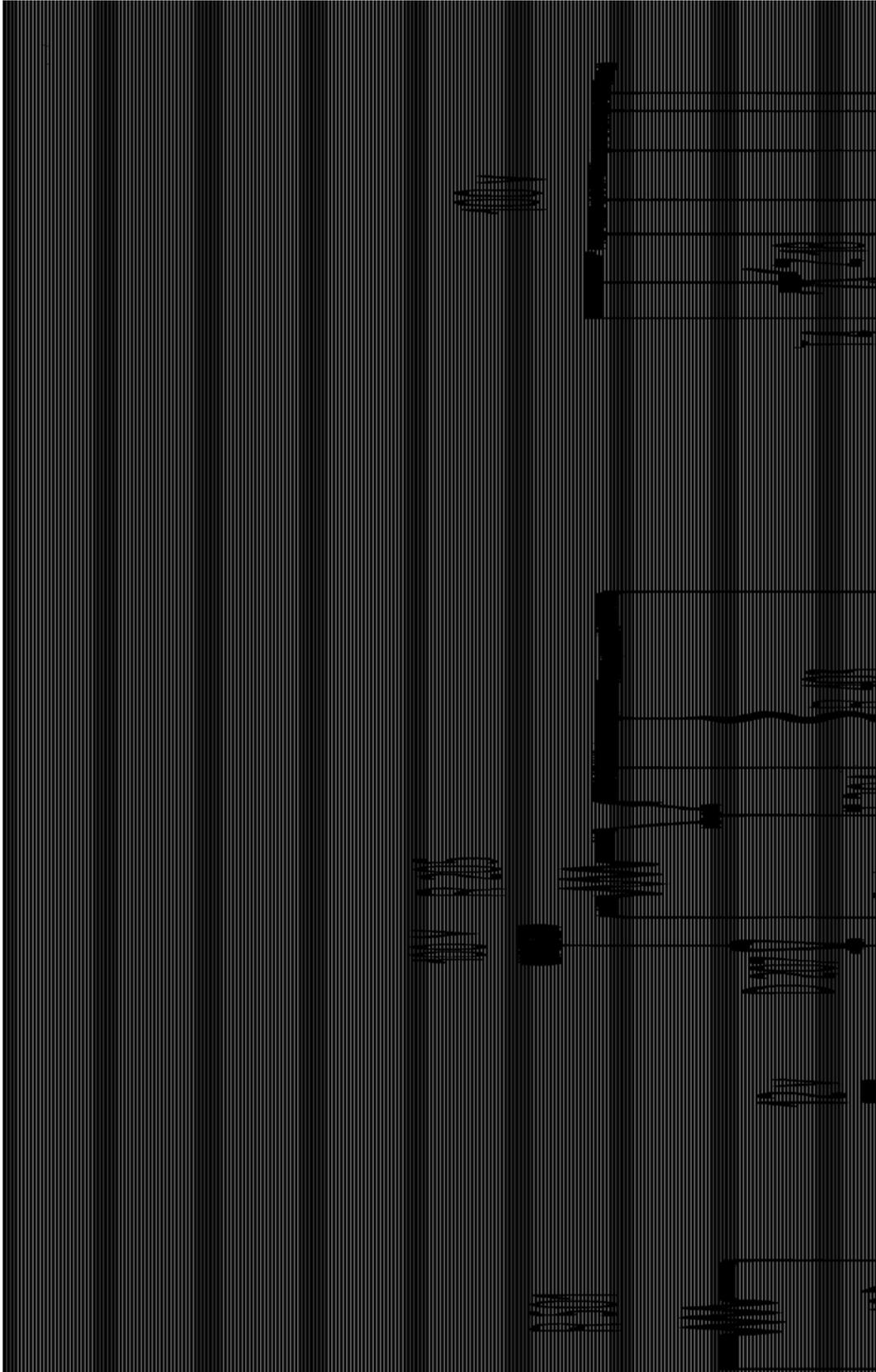


Figure 2.15 : Schéma complet de l'onduleur

2.7. Conclusion

Le convertisseur de 1 kva similaire à celui de la firme Grundfos a été testé avec succès au centre de développement des énergies renouvelables et son fonctionnement sans interruption pendant des années à pleine charge, a démontré sa fiabilité.

Ce travail, en plus de son aspect utilitaire, nous a permis d'acquérir une expérience appréciable et appréciée de l'électronique. Notre connaissance des moteurs électriques ainsi que celle du pompage de l'eau s'est trouvée renforcée et nous tirons une certaine fierté d'avoir à résoudre tous les problèmes qui se sont posés à nous depuis le départ.

La suite logique de ce travail nous a obligé à continuer dans trois sens :

- l'augmentation de la puissance de l'étage de sortie par l'élévation de la tension et du courant.
- L'analyse du fonctionnement des moteurs asynchrones en régime spécial pour la synthèse des signaux corrects, soit par microprocesseur, soit par logique câblée.
- Le contrôle des moteurs asynchrones à cage d'écureuil par les cyclo – convertisseurs.

On s'est orientés suite à ce résultat, à la réalisation d'un onduleur 5 kva, autour du même circuit spécialisé HEF 4752V, ainsi le chapitre 3 est une contribution à cette réalisation.

CHAPITRE 3

CONTRIBUTION A LA REALISATION D'UN ONDULEUR DE 5 kva

3.1 Introduction

De la même manière dont a été élaboré l'onduleur 1 kva traité dans le précédent chapitre, on a essayé d'aboutir à la réalisation d'un onduleur de puissance plus élevée de l'ordre de 5 kva. Conçu autour du HEF4752V, on a essayé de simuler avec les paramètres déjà réalisés dans le chapitre 2, mais il était clair que les points les plus délicats à mettre en œuvre étaient de maîtriser le glissement du moteur, l'introduction d'un filtre d'entrée et les sécurités à considérer s'agissant de moyenne puissance. Ces points sont traités dans ce chapitre.

3.2 Synoptique de l'onduleur 5 kva

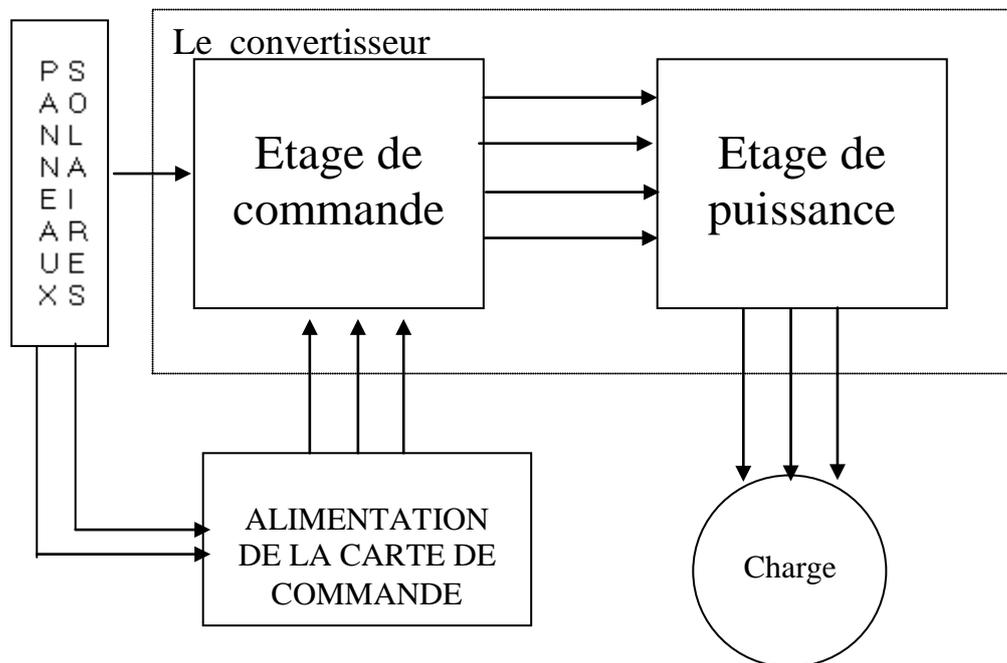


Figure 3.1: Synoptique d'un convertisseur dans un système de pompage

3.3 Etude de l'étage de puissance

L'étage de puissance est la partie la plus sensible d'un convertisseur .Il est vital de connaître les contraintes auxquelles il est soumis. Ces contraintes sont régies par la topologie des circuits qui l'entourent et la nature même des cellules qui composent cet étage de puissance. Dans ce chapitre, nous allons apprécier la réaction du convertisseur aux contraintes de tension. Dans le second paragraphe nous traiterons le filtre d'entrée, dans le troisième nous analyserons les commutations des transistors de puissance, en particulier la cellule de puissance choisie pour le convertisseur développé récemment au C.D.E.R

3.4 Simulation du système

3.4.1 Programme de simulation du système

Afin de dimensionner la partie puissance du convertisseur, il est important de connaître les amplitudes des tensions et des courants auxquels elle est soumise. Les éléments nécessaires à l'établissement du programme sont décrits dans ce qui suit. On va détailler uniquement la partie amplification des signaux et montrer la manière dont sont gérés les transistors mosfet et comment les sécuriser pour augmenter leur fiabilité. Cependant, le schéma fonctionnel de l'onduleur Grundfos autour du HEF4752V est pratiquement le même que pour celui de 1 kva, seules les sécurités changent, la génération des fréquences internes, et le fonctionnement d'un bras à deux transistors élaboré dans le cadre de la réalisation d'un onduleur à fréquence variable de 5 kva.

3.4.2 Interrupteurs [11]

Soit le schéma du demi - bras d'onduleur suivant :

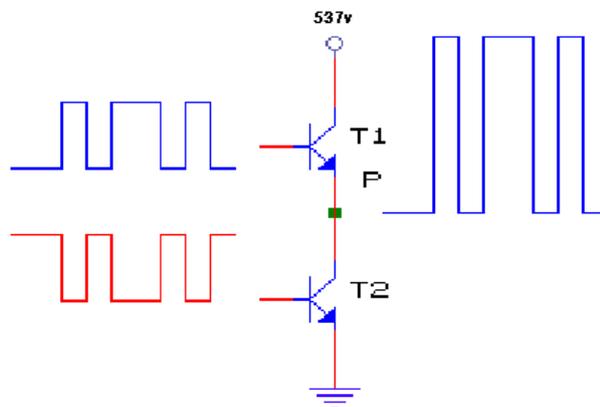


Figure 3.2 : Principe de fonctionnement d'un demi - bras d'un pont

Les transistors T1 et T2 sont considérés comme étant des interrupteurs idéaux. On définit le coefficient f_i associé l'interrupteur T_i :

$f_i=1$ si interrupteur T_i est fermé.

$f_i=0$ si interrupteur T_i est ouvert

La tension u_a au point P, si les f_i ont la forme du signal sur la base de t1, est :

$$u_a = U_{cc} * f_1 \quad (3.1)$$

Si u_o représente la tension du point neutre du bobinage du moteur triphasé, on a:

$$u_a - u_o = r * \frac{U_{cc}}{2} f_1 \quad (3.2)$$

$$u_o = \frac{U_{cc}}{2} \quad (3.3)$$

r est le coefficient de réglage ($0 < r < 1$)

Le signal de commande, sur les bases, est un signal PWM dont le but est de fournir une tension efficace sinusoïdale sur chaque bobine du moteur. La synthèse d'un tel signal est fastidieuse, d'autant plus que la fréquence est variable. Une grande simplification, sans perte de précision, est obtenue en considérant les coefficients f_i comme sinusoïdaux.

Ce qui donne les relations pour les trois phases du moteur :

$$f_i = \frac{r}{2} \sin(\omega.t - \frac{2\pi * i}{3}) + \frac{1}{2} \quad \text{avec } i = 0, \dots, 1, \dots, 2 \dots \quad (3.4)$$

$$r = \omega / 110 * \pi$$

La valeur de r est ajustée par le circuit HEF4752V [10].

Les tensions v_α , v_β et i_s respectivement la tension en alpha, la tension en bêta et le courant d'entrée i_s sont donnés par les formules suivantes :

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} (f_1 - \frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2}) \quad (3.5.1)$$

$$v_\beta = \sqrt{2} U_{cc} (\frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2}) \quad (3.5.2)$$

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[(f_1 - \frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2}) i_\alpha + \frac{3}{2} (f_2 - f_3) i_\beta \right] \quad (3.5.3)$$

3.4.3 Equations de la machine

La machine électrique triphasée, pour plus de commodités, est transformée, par les relations de Park [12], en une machine diphasée; les grandeurs entre les deux machines sont isomorphes. Ces équations sont en suite arrangées de manière à ce qu'elles soient facilement intégrables.

Ces équations sont :

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = \frac{L_r(v_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) - M_{sr}(-\omega_r M_{sr} i_{\beta} - R_r i_d - \omega_r L_r i_q)}{L_r L_s - M_{sr}^2} \quad (3.6.1)$$

$$\frac{di_{\beta}}{dt} = \frac{L_r(v_{\beta} - R_s i_{\beta}) - M_{sr}(\omega_r M_{sr} i_{\alpha} - R_r i_q + \omega_r L_r i_d)}{L_r L_s - M_{sr}^2} \quad (3.6.2)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-M_{sr}(v_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) + L_s(-\omega_r M_{sr} i_{\beta} - R_r i_d - \omega_r L_r i_q)}{L_r L_s - M_{sr}^2} \quad (3.6.3)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-M_{sr}(v_{\beta} - R_s i_{\beta}) - L_s(\omega_r M_{sr} i_{\alpha} - R_r i_q + \omega_r L_r i_d)}{L_r L_s - M_{sr}^2} \quad (3.6.4)$$

A ces équations est adjointe l'équation mécanique du groupe moto - pompe :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M_{sr} (i_{\beta} i_d - i_{\alpha} i_q)}{J} - \frac{k_p \omega_r^2}{pJ} \quad (3.7)$$

3.4.4 Asservissement à une tension de référence (consigne) [13]

L'entrée Fct du circuit intégré (HEF4752V) du convertisseur est commandée par un intégrateur -VCO qui compare la tension du générateur à une Ucc tension de consigne Vc.

$$f(i+1) = f(i) + k(U_{cc} - V_c) \Rightarrow \omega(i+1) - \omega(i) = 2\pi k(U_{cc} - V_c) \quad (3.8)$$

Si les deux tensions diffèrent, il modifie la fréquence Fct de manière à les égaliser. On peut dire que la fréquence de sortie est proportionnelle à la différence Ucc-Vc.

Cette valeur de k est le produit de la pente de l'intégrateur k' et du rapport r/f ajusté par le contrôleur HEF4752V.

3.4.5 Simulation du démarrage du moteur

Le moteur démarre à partir d'une tension nulle. Au fur et mesure que la tension d'alimentation augmente, la fréquence augmente jusqu'aux valeurs nominales.

Les coefficients fi sont petits et larges, ils deviennent de plus en plus grands et serrés en fonction de la phase de démarrage comme le montre la figure 3.3 :

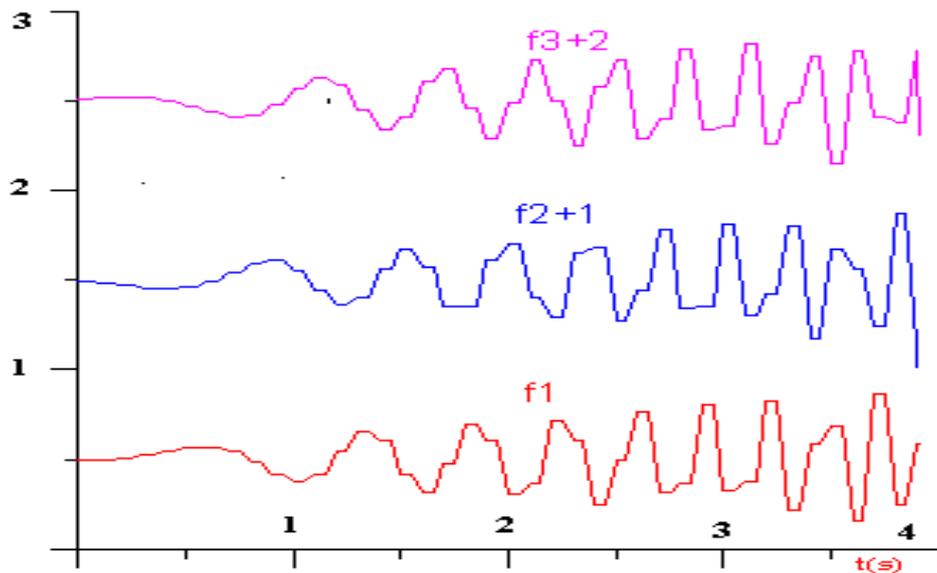


Figure 3.3: Coefficients f_1 , f_2 , f_3 au démarrage

Voici quelques courbes qui sont le résultat de la simulation

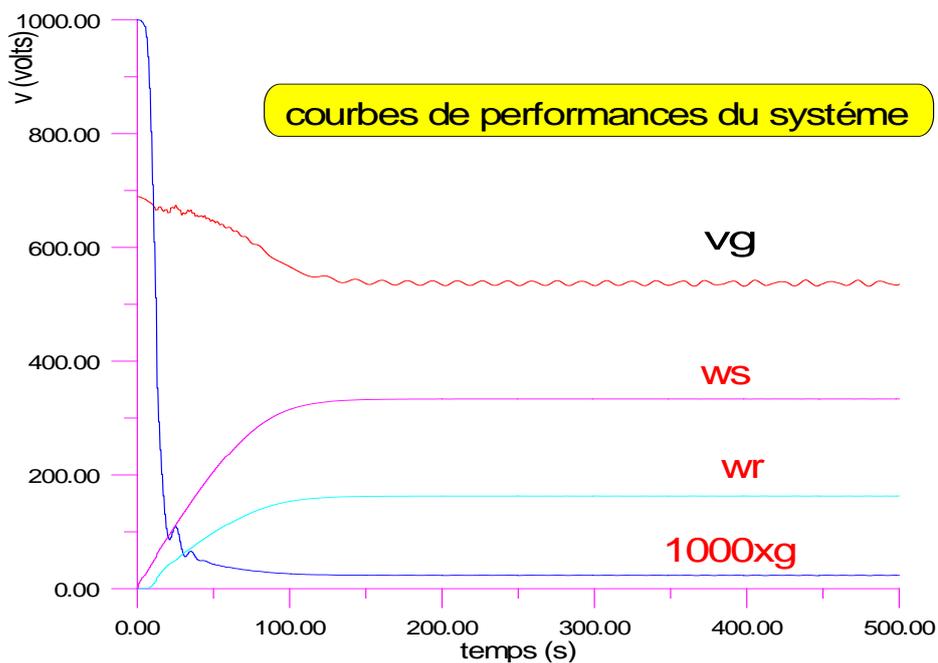


Figure 3.4: Courbes de tensions –fréquence et glissement

Cette figure représente la tension de démarrage v_g à l'entrée du convertisseur. Au départ la tension est la tension à vide des panneaux. Le convertisseur commence

à demander son courant de démarrage, la tension baisse et se stabilise à la tension de puissance maximale.

La pulsation statorique ω_s est donnée sur la courbe ci-dessous. La pulsation rotorique ω_r est plus faible.

Le glissement (x1000 pour l'échelle) vaut 1 au départ pour se stabiliser à sa valeur nominale.

3.4.6 Courant d'entrée

Le courant d'entrée vaut 12 ampères en moyenne avec des pics qui montent à 15 ampères, dépendant fortement du filtre d'entrée.

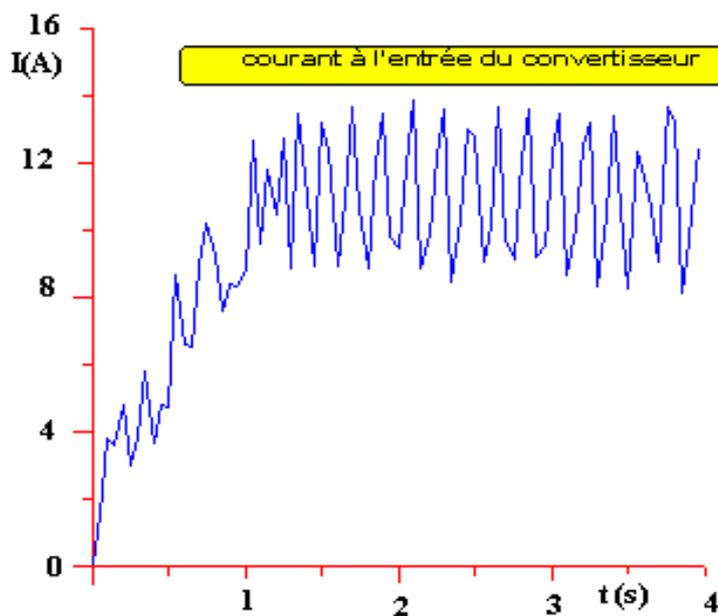


Figure 3.5: Courant d'entrée du convertisseur

3.5 Nécessité d'un filtre d'entrée

3.5.1 Introduction [14]

Soit les deux schémas de la figure suivante :



Figure 3.6: Filtre d'entrée

Le courant fourni par le générateur est invariablement positif. L'énergie réactive nécessaire au fonctionnement de la charge, qui est alternative (moteur), doit être fournie par le filtre d'entrée. Cette capacité de subvenir à l'énergie réactive se traduit par la limitation de la variation de Δu et de Δi à l'entrée de l'onduleur. On sait, pour l'onduleur triphasé que la période T_i du courant d'entrée est égale au sixième de la période de sortie T [22].

$$\frac{T_i}{T} = \frac{1}{6} \quad (3.9)$$

Le courant i d'entrée de l'onduleur est formé, à chacune de ses périodes, d'un arc de sinuséide de la forme :

$$0 < \omega t < \frac{\pi}{3} \quad \dots i = I_M \sin(\omega t - \vartheta_i) \quad \vartheta_i = \theta - \frac{\pi}{3} \quad (3.10)$$

θ est le déphasage du courant sur la fondamentale de tension

On définit les paramètres caractéristiques du filtre suivants :

$$k_f = \frac{\omega_f}{\omega} = \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

$$K_i = \frac{I_M}{U_s} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.12)$$

Le premier paramètre est le rapport de la pulsation propre du filtre ω_f à la pulsation du courant de sortie ω , tandis que le second c'est l'impédance propre normalisée.

3.5.2 Choix de L et de C

En se basant sur [14], les expressions différentielles de la tension et du courant du filtre sont analogues aux équations d'une ligne électrique, que le di_s/dt s'annule pour deux valeurs de t , pour un angle compris entre 0 et $\pi/2$. La première valeur de t donne le maximum de i_s et la seconde valeur donne le minimum, pour un k_f donné.

Il y'est démontré que le du/dt s'annule pour deux valeurs de t , pour un angle compris entre 0 et $\pi/2$. La première valeur de t donne le maximum de u et la seconde valeur donne le minimum u , pour un k_f donné.

Les figures suivantes donnent les valeurs de $\Delta u/U_s$ et $\Delta I_s/I_M$ respectivement en fonction de $k_f=0$ à $k_i=1$, pour les valeurs de 0 $\pi/4$ et $\pi/2$ de $\varphi = \varphi_i + \pi/3$

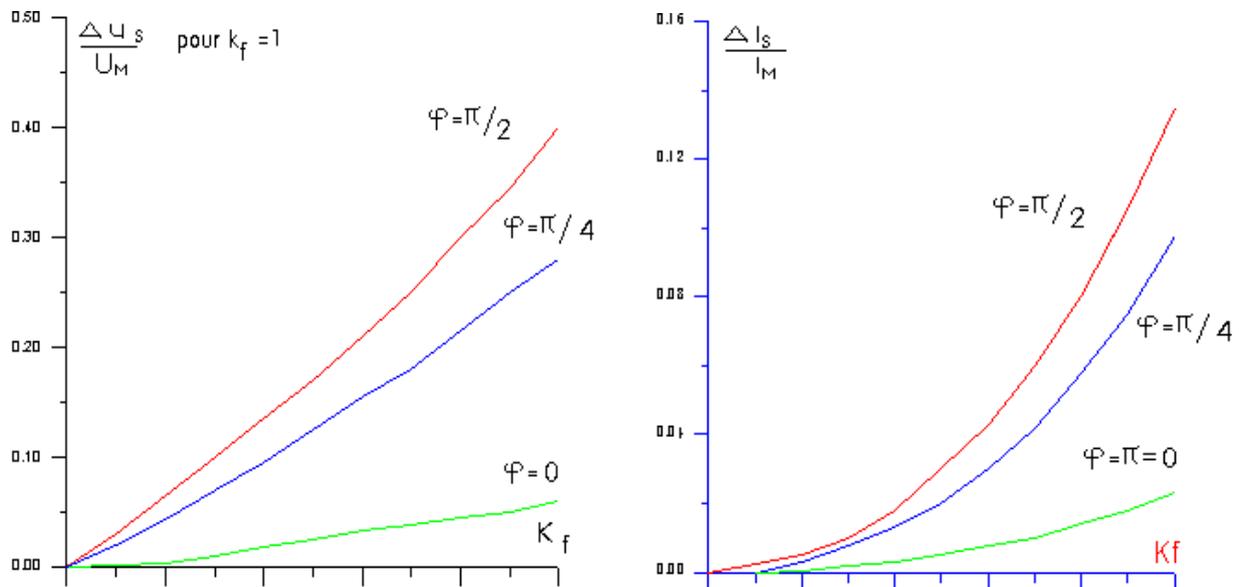


Figure 3.7: Abaqués de détermination du filtre

Pour choisir L et C, on part d'une valeur $\Delta I_s/I_M$ tolérée par exemple 0.8 (une valeur raisonnable). On relève k_f des courbes de gauche pour $\varphi = \pi/2$ (valeur à ne pas dépasser) dans ce cas, on a $k_f=2$.

A partir des courbes de droite, on lit la valeur $\Delta u/U_s=0.3$ qu'on aurait si $k_i=1$.

Compte tenu de la proportionnalité entre k_i et l'ondulation $\Delta u/U$. L'ondulation désirée est $\Delta u/U_s=0.05$. qui correspond à $k_i=0.16$. Comme le convertisseur absorbe un courant de 9A sous 537 V, On déduit par les formules suivantes la valeur de L et de C :

$$C = \frac{I_m}{U_s \omega k_i k_f} = \frac{13}{380 * 2 * 3.14 * 2 * .16 * 50} = 340.47 \mu F$$

$$L = \frac{k_i}{k_f} * \frac{U_s}{I_M \omega} = \frac{380 * .16}{13 * 2 * 3.14 * 50 * 2} = 7.44 \text{mH} \quad (3.13)$$

3.5.3 Remarque

Cette valeur de C est largement sous-estimée [15], la bonne valeur est généralement prise égale à :

$$C=2200 \mu f \quad (3.14)$$

La valeur de L, étant faible, est compensée par l'inductance des fils des connections.

3.6 Etude des commutations des transistors de puissance

Les transistors de puissance sont les pièces maîtresses du convertisseur. C'est d'eux que dépendent : la fiabilité du système, le rendement du convertisseur, ainsi que les dimensions du radiateur. Les signaux de commande sont en PWM et la charge est inductive (moteur).

Soient les figures suivantes :

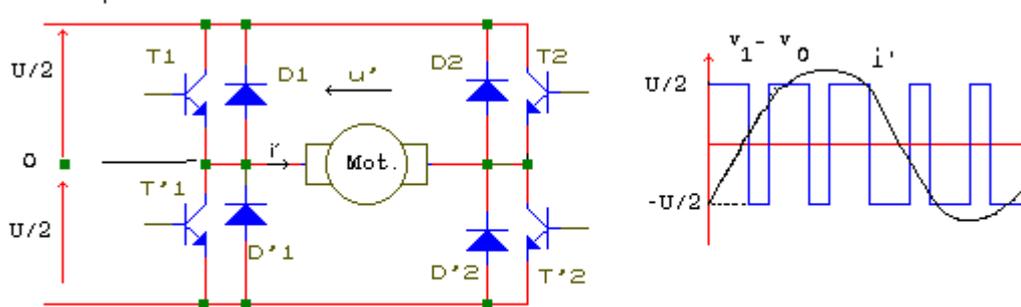


Figure 3.8: Schéma de deux bras d'onduleur en commutation PWM

Sur le schéma gauche, on constate que les transistors de puissance coupent un courant non nul à chaque commutation. Les transistors du pont en H doivent être protégés contre les variations brusques de la tension dv/dt par un réseau R,D,C et les variations brusques de courant di/dt par des circuit R , L , D_L .

Soit le schéma suivant d'un demi - bras d'onduleur comportant de tels circuits :

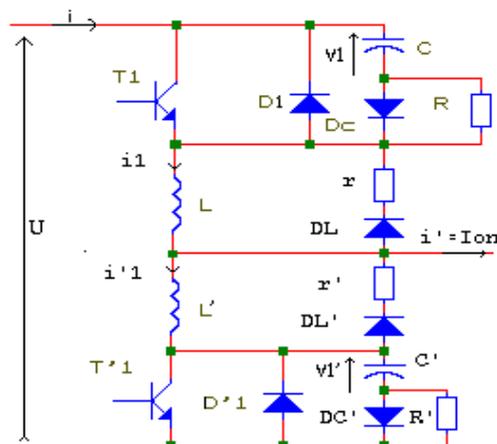


Figure 3.9: Circuits de protection d'un bras d'onduleur

Le fonctionnement des ponts en H nécessitent un temps mort considéré comme infini devant le temps que met le transistor à commuter. C'est pour cela que l'on distingue deux types de commutations : la commutation du transistor à la fermeture et la commutation du transistor à l'ouverture.

3.6.1 La commutation à la fermeture

On étudie la commutation de T1 et D'1 provoquée par la commande de fermeture sur la base de T1, alors que i_1 est positif. On suppose que la commutation est assez brève de manière à garder i_1 constant. On suit les grandeurs qui ne subissent pas de discontinuité, à savoir :

- les tensions v_1 et v'_1 aux bornes des condensateurs c et c'
- les courants i_1 et i'_1 dans les inductances respectivement L et L'

On distingue 4 phases (voir plus loin)

- La phase 1 : Pour un temps t compris entre 0 et t_1 , le temps où le courant dans D'1 atteint le courant de recouvrement de la diode D
- La phase 2 : Entre t_1 et t_2 le temps où la tension v' atteint la tension d'alimentation U .
- La phase 3 : Entre t_2 et t_3 le temps où le courant dans C' change de signe.
- La phase 5 : Pour $t > t_3$

a - Phase 1 $0 < t < t_1$

Quand le transistor T1 devient conducteur, on néglige le temps de descente de la tension V_{T1} . le condensateur c se décharge à travers T1(voir figure 2.10), alors que le courant I_1 commence à croître .

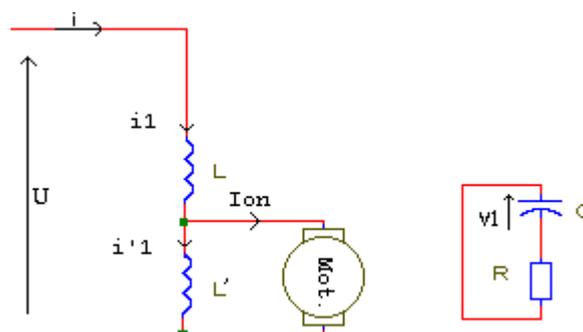


Figure 3.10: Topologie correspondant à la phase 1

Le schéma de gauche donne la décroissance de la tension V_1 par la formule :

$$v_1 = U \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) \quad (3.15)$$

Cette relation est valable durant toute la commutation.

Le second schéma de droite de la figure (2.10) donne :

$$U = L \frac{di}{dt} + L \frac{di'_1}{dt} \quad (3.16)$$

Avec la relation :

$$i_1 = i'_1 + i_{on} \quad (3.17)$$

Donc

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di'_1}{dt} \quad (3.18)$$

Comme $U =$ constante, on a :

$$i_1 = \frac{U}{2L} t \quad (3.19)$$

$$i'_1 = \frac{U}{2L} t - I_{on} \quad (3.20)$$

Les courants dans les semi-conducteurs valent :

$$I_{D'} = I_{on} - \frac{U}{2L} t \quad i_{T1} = U \left[\frac{t}{2L} + \frac{1}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] \quad (3.21)$$

Pour que la diode D'_1 se bloque, il faut épuiser son courant de recouvrement I_{RR} . A cet

Instant t_1 on a :

$$i'_1(t_1) = I_{on} - \frac{U}{2L} t_1 = -I_{RR} \quad (3.22)$$

$$\Rightarrow t_1 = \frac{2L}{U} (I_{on} + I_{RR})$$

A la fin de cette première phase nous avons :

$$i'_1(t_1) = I_{RR} \quad (3.23.a)$$

$$v'_1(t_1) = 0 \quad (3.23.b)$$

$$i_1(t_1) = i_{on} + I_{RR} \quad (3.23.c)$$

3.6.2 Amplificateur de courant

La commande des transistors bipolaires de puissance de l'étage de sortie nécessite un amplificateur de courant entre les bases de ces derniers et la carte de commande. Comme la structure de l'étage de puissance est un pont en H La

commande du transistor du haut de ce pont demande un découplage galvanique avec la masse de l'électronique, un opto - isolateur est donc nécessaire.

3.6.3 Cellule de base

Soit le schéma de la figure suivante :

Afin de pouvoir monter le fonctionnement de ce circuit, un stimuli produisant un signal carré de 5v /50 hz est appliqué à l'entrée R5 Du schéma. Un logiciel informatique dans lequel sont entrées les bonnes valeurs de tous les composants, donne les signaux aux point P qui sont les suivants :

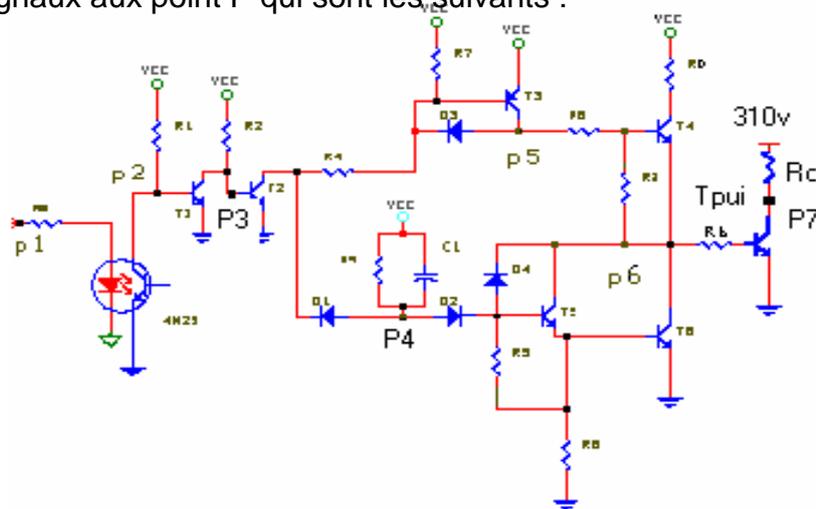


Figure 3.11: Cellule de base de l'onduleur

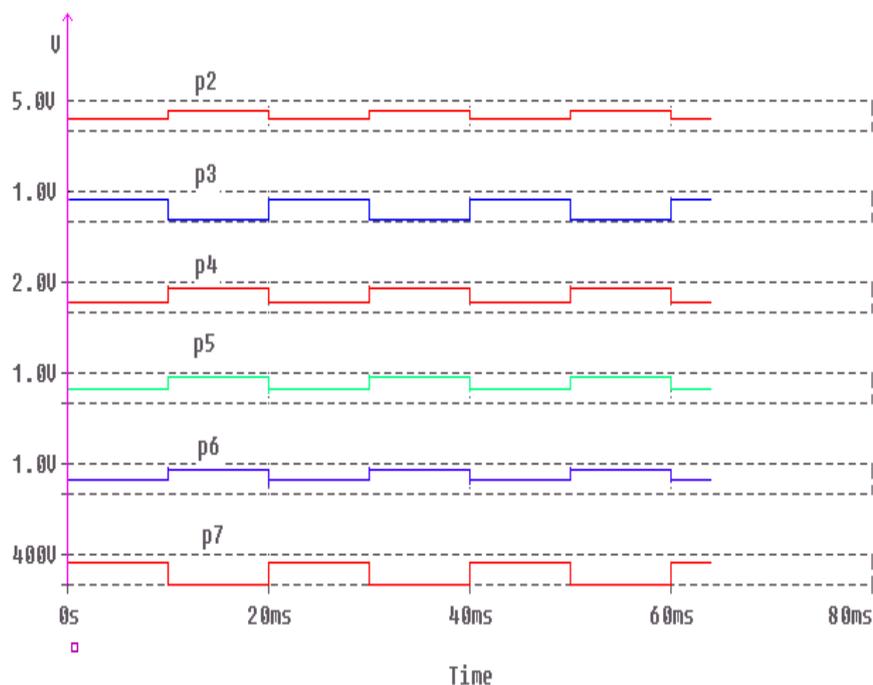


Figure 3.12: Chronogrammes des signaux de la cellule de base

Au point P2 le signal est inversé .A cause de la présence de la base de T1 , le signal en P2 est un carré de 0.7v. Par la présence de l'inverseur T1 et de la présence de la base de T2,le signal en P3 est un signal exactement inverse de P2.

La première alternance du signal P2 bloque le transistor T3,il s'ensuit un état haut aux anodes du point P4. les transistors T5 et T6 sont saturés, le point P6 est à la masse et le transistor de puissance est bloqué le transistor pnp est bloqué ,il n'injecte pas de courant dans T6 qui se bloque aussi par la même occasion.

La seconde alternance du signal P2 est un état haut .Il sature le transistor T3, qui à tour met une tension de 0.6 v en P4. Comme cette tension est inférieure à ce qu'il faut pour faire conduire T5 et T6, ces deux derniers se bloquent, tandis que le transistor T3 se débloque et injecte un courant à la base de T6 qui ,à son tour , sature le transistor de puissance.

Remarque : le signal en sortie du transistor de puissance, en p6 à la même phase que le signal de commande en P1.

3.6.4 Commande d'un demi- bras du pont en H

Le demi - bras de l'étage de puissance est formé de deux transistors T1 et T2 fonctionnant en complémentaires .Soit la figure ci-contre :

Quant le transistor T1 est saturé et T2 bloqué, le point P6 est la masse. Quand le transistor T2 est saturé et T1 bloqué, le point P6 est à 300v.

Dans ce cas, la base du transistor T2 doit être à un potentiel supérieur à 300v.une alimentation flottante puissante est nécessaire. Elle est représentée par une la tension V3 dans le schéma de la commande du demi - pont ,d'autre part, à cause du potentiel variable du point P6, un opto- coupleur est nécessaire.

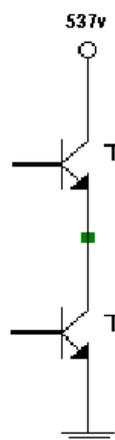


Figure 3.13: demi -pont

Pour des raisons de symétrie et de temps de propagation des signaux haut et bas de commande ; un opto- coupleur est ajouté pour la commande du signal bas. Le schéma de commande du demi - pont est donné à la figure (2.13). Les amplificateurs de courant des deux transistors de puissance sont identiques. L'amplificateur du transistor haut est référencié par rapport au point P6. Pour comprendre le fonctionnement du schéma, une simulation par le logiciel SPICE a été entreprise .Un choix convenable de points test P sur le schéma est effectué. Comme les transistors du ponts doivent être commandés de façon complémentaire, le signal de commande du transistor haut est dérivé du point P2 de la figure. Suivant la remarque donnée plus haut. Le signal en P2 est inverse du signal en P1.

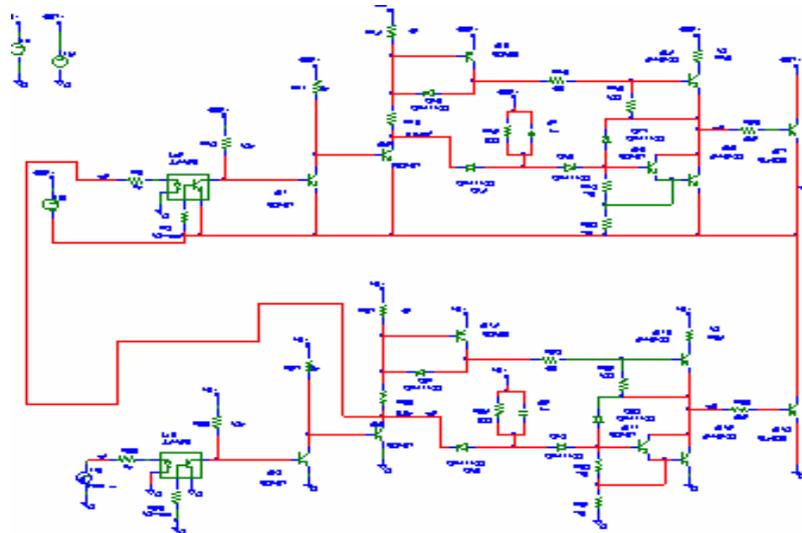


Figure 3.14: Amplificateur complet

Le logiciel SPICE fournit les chronogrammes suivants :

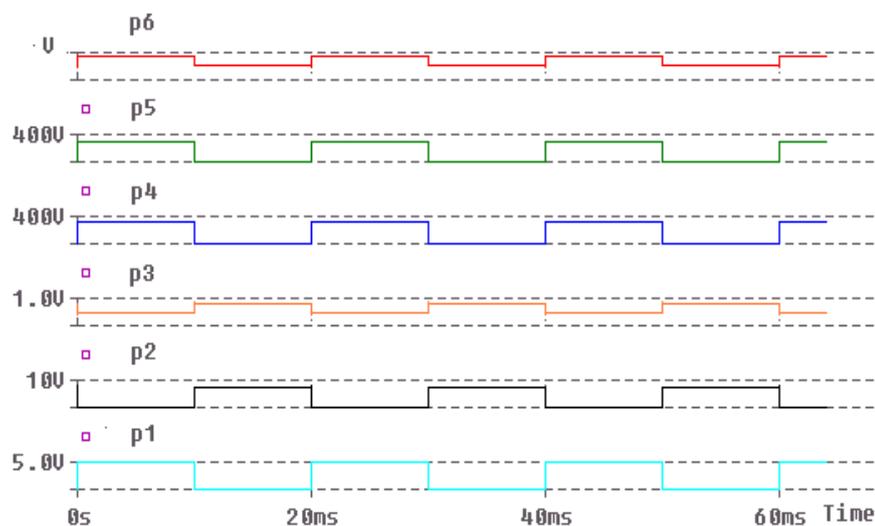


Figure 3.15: Chronogrammes de l'amplificateur complet

- Dans la première demi- période le signal P1 est à l'état haut :

- pour la partie basse

Le signal P2 est au potentiel zéro. Les transistors Q11 et Q12 sont bloqués. Le point P3 est en l'air .Par contre Q14 conduit, ce qui entraîne la conduction de Q13 et la saturation du transistor de puissance Q10.

- pour la partie haute :

Le photo- coupleur U1 est bloqué .le transistor Q1 est saturé,Q2 est bloqué .La diode D14 ne conduit plus, le potentiel aux anodes de D14 et D16 augmente ,ce qui sature le darlington formé des transistors Q5 et Q6. La base du transistor Q2 est vidée de ses porteurs et Q2 est donc bloqué.

- Dans la seconde partie de la période, P1 est à l'état bas. :

-partie basse :

- Le transistor Q9 est saturé ,le potentiel du collecteur de Q8 est haut .Celui des anodes de D18 et D19 augmente ,le DARLINGTON Q11-Q12 est saturé ,l'évacuation des charges de la base de Q10 se produit et le blocage de ce dernier est effectif.

- le transistor Q14 est bloqué, Q13 aussi par conséquent, on vérifie que Q10 est à l'état haut.

- partie haute :

Le transistor Q8 est bloqué, cela entraîne la saturation du photo - coupleur U2, s'en suivent le blocage de Q1 ,la saturation de Q2

la diode D14 conduit et fait conduire les transistor Q3 et Q4.Cela permet l'injection du courant dans le transistor Q7. Par conséquent le potentiel au point P5 est à l'état haut, de même que celui de P6.

La présence des condensateur c1 et c2 permet l'accélération de la saturation des DARLINGTONS afin de hâter le blocage des transistors de puissance.

3.7 Les sécurités

La fiabilité du convertisseur est intimement liée aux circuits de protection auxquels il est lié. Dans ce chapitre il est traité du contrôle du courant, de la surveillance de l'équilibrage des trois phases, des sur - tensions et des sous - tensions d'entrée, la température, ainsi que de la a vide du groupe motopompe que le dispositif alimente. Protection contre la marche

3.7.1 Le contrôle du courant

Le contrôle du courant continu d'entrée est nécessaire pour la mesure de la puissance absorbée, la protection contre les court - circuits .comme il y 'a trois courants de phases à surveiller, il est plus judicieux de surveiller le courant continue d'entrée de l'étage de puissance. Ce dernier comme indiqué ailleurs dans ce mémoire possède une partie continue et

Une partie alternative formée d'arcs de cosinusoides de fréquence égale à 6 fois la fréquence des courants de phase. Pour suivre le cheminement du signal à travers le circuit, une source alternative sinusoïdale de 300Hz V_3 est appliquée à l'entrée du circuit du traitement du courant

Sa détection est effectuée par une cellule à effet **Hall** alimenté sous 12v dont le fonctionnement est décrit succinctement dans le paragraphe qui suit :

3.7.2 La cellule à effet Hall

La figure suivante représente une cellule à effet Hall dans un champ magnétique B_z .

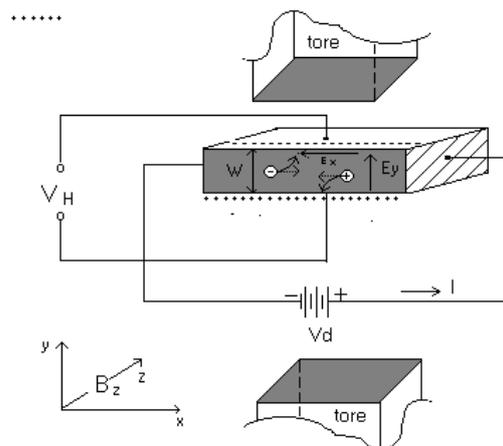


Figure 3.16 : Fonctionnement de la cellule à effet HALL

Un champ électrique appliqué suivant l'axe x grâce à la tension V_H et un champ magnétique B_z produit par un tore de ferrite dont l'entrefer contient cette même cellule .Par l'application de la loi de LORENZ : $F=qvXB_z$ montre que les charges de même signe se cumulent sur les faces parallèles au plan OB_zx .la quantité de charge est proportionnelle a B_z . Si le tore de ferrite est entouré d'un fil conducteur de courant I d'entrée du convertisseur, il produit dans l'entre - fer un champ B_z proportionnel à I . La cellule utilisée est alimentée par une tension continue de 12V.

Un courant de 10 A produit une tension d'environ V_H de 10V, ce qui correspond à un coefficient de conversion $k \approx 1$.

3.7.3 Le circuit de traitement du courant

Le circuit de la figure suivante a une double fonction :

- il mesure le courant.
- au cas où celui-ci dépasse une valeur spécifiée, il donne un état logique haut qui sert à inhiber les signaux de commande de l'étage de puissance. Le circuit est implanté dans deux cartes. la partie en dehors du pointillé est sur une carte avec un amplificateur de courant formé par le push-pull npn - pnp de la figure 3.16. Il peut servir de carte standard de saisie du courant, .

L'intérieur du pointillé est le circuit d'adaptation, il se trouve implanté sur la carte de puissance.

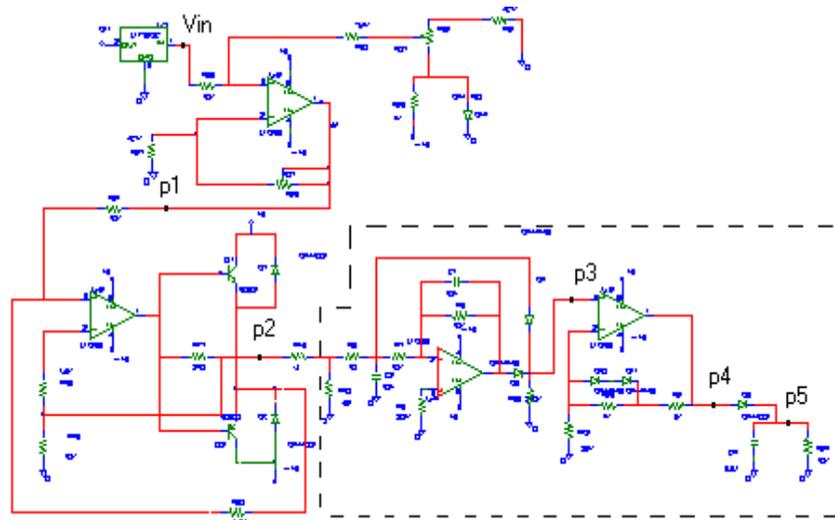


Figure 3.17: Circuit de mesure du courant d'entrée

3.7.4 Fonctionnement

La simulation informatique du circuit donne les signaux suivants :

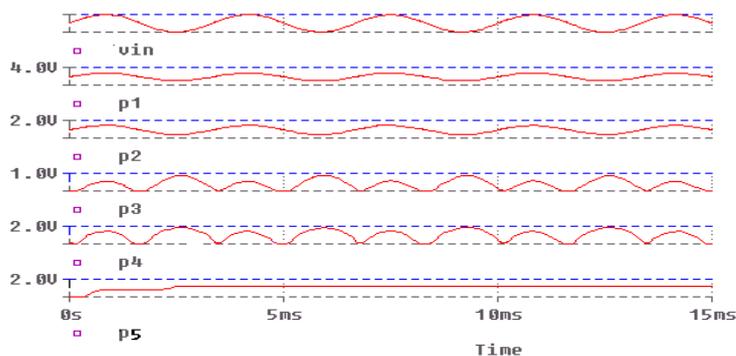


Figure 3.18: signaux du circuit de mesure du courant

La cellule à effet Hall est remplacée par un stimuli délivrant un signal sinusoïdale de 300Hz /4v. Le circuit autour du potentiomètre RH1 sert à ajouter un éventuel niveau continu au signal. Le potentiomètre de l'amplificateur A calibre la mesure. L'amplificateur B et le push-pull, munis des rétro- actions est un simple suiveur comme il est vu au point P2. La partie alternative du signal est redressée par l'amplificateur B, comme est indiqué sur le point p3. Un ajustement du gain par l'amplificateur C et la valeur moyenne obtenue grâce au filtre attaché au point P5 donne le signal moyen image du signal d'entrée du convertisseur.

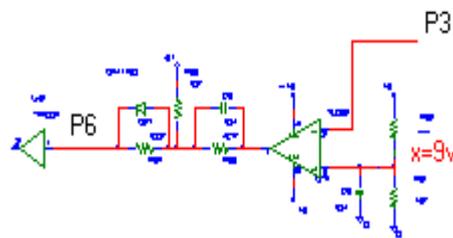


Figure 3.19: Comparateur de niveau

La sortie P3 est envoyée vers le circuit comparateur de la figure ci –dessus .Au cas ou le signal du point P3 dépasserait 9V, le comparateur D bascule vers l'état bas ce qui renseigne la carte de commande de l'existence d'une surcharge excessive.

3.7.5 Contrôle de l'équilibrage des trois phases du moteur

Au cas où il y a une phase qui prend une valeur basse par rapport aux autres, le couple du moteur se dégrade .le rotor se bloque alors que les autres phases continuent à être alimentées. Les bobinages de ces phases chaufferaient .Sans une intervention extérieure rapide, le moteur est brûlé ainsi que le convertisseur. La façon de parer à cette éventualité est d'adjoindre un circuit de contrôle de ce déséquilibre.

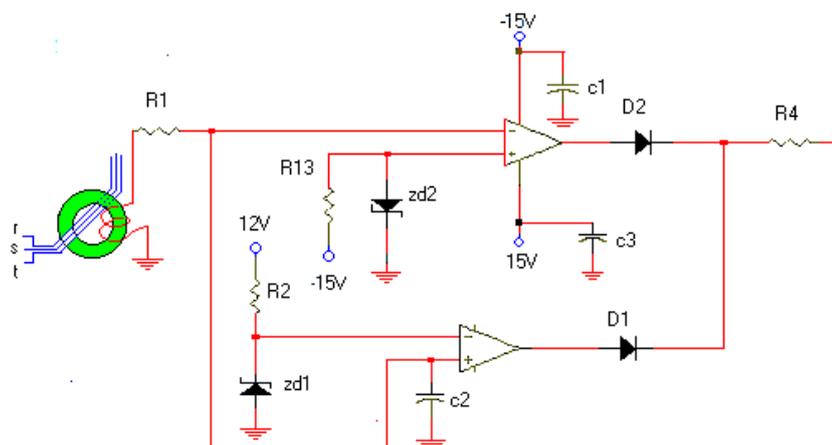


Figure 3.20: Circuit détecteur de phases

Un circuit de protection s'avère nécessaire .Soit la figure suivante :

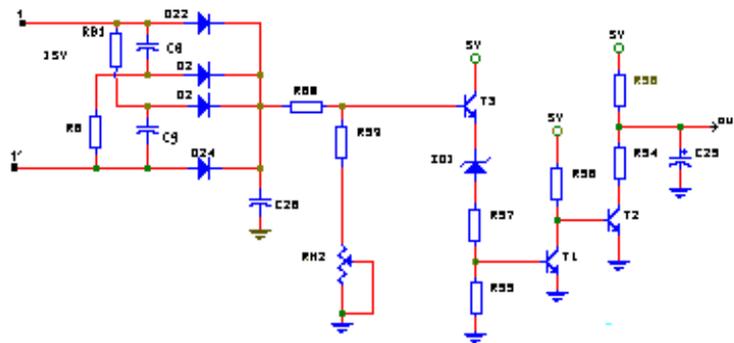


Figure 3.22: Détection de la sous - tension

Le signal dérivé de la sortie $\pm 15\text{Vac}$ du transformateur de l'alimentation a découpage dont le primaire est raccordé à la tension d'entrée continue du variateur. Le signal est redressé par les quatre diodes D21...D24 .IL est ensuite filtré par le condensateur chimique c28. Si ce niveau t dépasse la valeur de la tension de la diode zener ZD2 +vbe de t3, le transistor t2 conduit, ce qui fait conduire T1 et bloque T2, un niveau de 5V est recueilli au point out du schéma .Ce niveau attaque une porte et qui permet la sortie des signaux de commande.

Le potentiomètre rh2 sert à ajuster l'hystérésis entre le niveau de blocage et de permission des signaux de commande.

Si le niveau de la tension de sortie venait a augmenter dépassant le niveau précédent et le niveau de l'hystérésis, le transistor T3 se bloque, T1 aussi, ce qui sature T2.Un niveau Bas se présente au point out su schéma et bloque les signaux de commande à travers une porte ET.

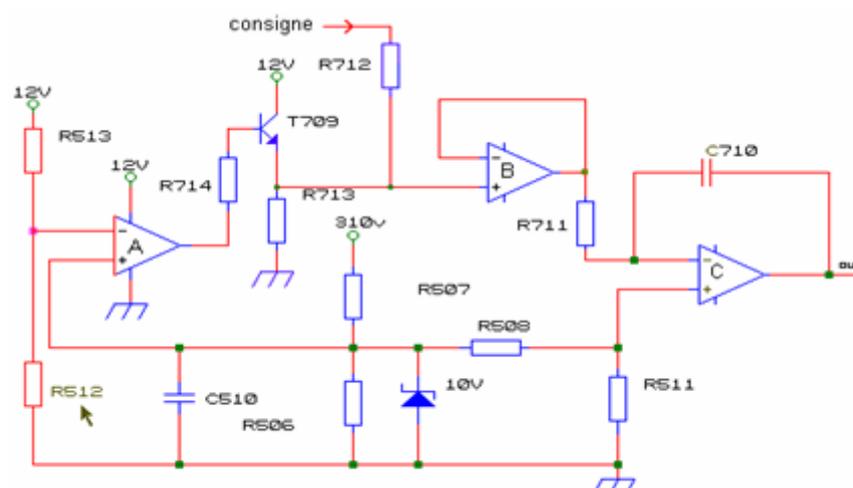


Figure 3.23: Détection sur – tension et intégrateur

3.7.7 La sur- tension

La tension d'entrée du convertisseur est mesurée à la borne de la résistance R507. Une fraction de cette tension est comparée à la consigne venant de la carte de commande .Au cas où la tension dépasse la du diviseur de résistances R512 et R513, la sortie de l'amplificateur A passe à l'état haut. Le transistor T709 se sature et impose 12 v à l'entrée non – inversante de l'amplificateur B. L'intégrateur C qui commande la fréquence ω_s du moteur, comme il sera vu plus loin, se mettra à l'état bas, quelque soit la valeur de la consigne, et impose la vitesse minimale au moteur.

Cette disposition protège le moteur contre de forts courants, l'étage de sortie convertisseur et la pompe contre la marche à vide en imposant un offset de vitesse de 4Hz.

3.7.8 Protection contre la marche à vide de la pompe

Ce paragraphe rentrerait dans le paragraphe réservé à la pompe, mais comme c'est le circuit précédent qui fait le travail, il préférable d'en parler ici.

Quand il n'y a pas d'eau dans la tuyauterie de la pompe, le couple résistant diminue .Il s'ensuit une diminution de la demande de courant. Par ce fait la tension des panneaux solaires augmente et dépassera très vite la valeur de la tension V_{div} .Le moteur se mettra à tourner Avec une vitesse de 4Hz.

Remarque

La fréquence de 4hz est choisie ainsi, car à cette valeur, le couple commence à devenir constant, en deçà, ce n'est pas possible, car la valeur des résistances des bobinages statoriques n'est plus négligeable devant la somme des inductances $X_s + X'_{IR}$.

3.8 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, on a présenté une partie du travail élaboré au laboratoire photovoltaïque dans le cadre de la conception d'un onduleur type Grundfos de 5 kva et on a pu constater les paramètres de sécurité à prendre en considération à cette fin. L'étage de puissance étant la partie la plus sensible et la plus délicate à réaliser compte tenu des précautions à prendre en vue d'augmenter la durée de vie de l'onduleur, on a pu voir qu'il n'est pas aisé de concevoir des onduleurs de moyennes et de grandes puissances.

Plusieurs maquettes ont été conçues, ont fonctionné mais n'ont pas duré dans le temps et donc n'ont pas montré leur fiabilité, dus aux facteurs suivants :

- Augmentation des pertes Foucault;
- Échauffement du moteur;
- Rendement et efficacité réduite;
- Vibrations;
- Pulsations de couple;
- Augmentation du bruit

D'autre part, avec l'arrivée de nouveaux composants de puissance, les interrupteurs qu'on utilisait devenaient rares et coûteux ; ainsi il a été décidé de s'orienter vers une conception autour de nouveaux éléments de puissance tel que l'IGBT et les GTO ou autres.

Si la technologie actuelle de conception a connu un grand pas en avant. Et un choix devait être fait pour des réalisations ultérieures, il en est de même pour les techniques de leur commande, et de là le chapitre 4 est une suite logique de ce travail, et seule une étude bibliographique conséquente pourrait nous orienter dans notre prospection de nouveaux horizons, à savoir, la conception de nos propres onduleurs.

CHAPITRE 4

PERSPECTIVES POUR DE NOUVELLES REALISATIONS

4.1 Introduction

Le domaine de l'électronique de puissance a connu, comme tout domaine scientifique, un essor important durant ces dernières années. Beaucoup d'actions de recherche (aussi bien universitaires qu'industrielles) sont à l'origine de l'expansion et de la richesse de ce domaine. Pour améliorer les performances de l'outil de production industrielle, on fait de plus en plus appel à la conversion d'énergie. Les fruits de cette expansion sont : l'émergence de nouveaux composants de puissance (GTO, IGBT), de nouvelles structures de conversion (convertisseurs multicellulaires...), la diminution des contraintes lors des commutations (structure à commutation douce) .

A l'instar de toutes ces avancées, des études sont aussi menées sur des problématiques de fiabilité et de sûreté de fonctionnement de ces dispositifs. Le travail présenté dans ce chapitre est une solution aux différents problèmes rencontrés lors de l'étude et la réalisation d'onduleur faite au CDER. En vue d'améliorer et faciliter leur conception, cette étude s'avère impérieuse lors de la conception d'un onduleur à l'usage du pompage photovoltaïque et ce afin d'amortir le coût d'investissement, de garantir l'installation et de réduire les interventions de maintenance.

Ce chapitre s'axe sur les points suivants:

- introduction à la fiabilité en électronique de puissance, quelques notions seront citées pour justifier le choix de l'élément de puissance.
- Le deuxième point est consacré à une brève présentation du composant IGBT, et les mécanismes de dégradation, types de court circuit et de vieillissement survenant au cours de son fonctionnement. Ces dégradations et quelques protections pour éviter certains types de défaillances.

En deuxième partie on introduira la structure multicellulaire pour parer aux problèmes de sur- commutation et la meilleure commande à utiliser suite à une étude comparative des différentes méthodes de modulation de largeur d'impulsion.

PARTIE 1

4.2 Les semi-conducteurs et leur taux de défaillance

Voici quelques éléments de synthèse sur la modélisation des principaux paramètres agissant sur le taux de défaillance des transistors de faible puissance en commutation. Dans un premier temps, nous allons faire une énumération des causes de défaillance des composants électroniques.

Ensuite, nous allons voir comment sont prises en compte les contraintes appliquées aux semi-conducteurs et comment elles agissent sur la fiabilité.

4.3 Les causes de défaillance des composants électroniques

Les causes de défaillance en électronique sont regroupées en deux classes. La première porte sur une utilisation du composant en dehors de ses spécifications. Ces contraintes sont statiques : tension, courant, température, pression, taux d'humidité et dynamiques : di/dt , dv/dt , gradient de température..... Il faut aussi tenir compte des phénomènes de focalisation et de densité locale de courant excessive relevant de fonctionnements particuliers (blocage rapide de la diode de corps d'un MOSFET par exemple). Toutes ces contraintes importantes conduisent à un vieillissement accéléré (voire instantané) d'origine thermo- électrique et thermo- mécanique des puces silicium et de leur report. La genèse de cette contrainte étant très souvent d'origine externe au composant (défaut de la commande, mauvaise maîtrise ou "défaut" de l'environnement électrique).

La deuxième classe est liée au comportement du composant vis-à-vis de contraintes. En accord avec les définitions que nous avons données au début de ce paragraphe, ces causes de défaillance peuvent être dissociées en deux groupes :

Les défaillances intrinsèques et aléatoires sous faibles contraintes, liées à des mécanismes de dégradation physico-chimiques, donc indépendantes du temps (contamination ionique, particules ionisantes...).

Les défaillances dont l'origine est un vieillissement du composant sous fortes contraintes (Délamination d'un joint brasé, décollement de bonding, électromigration....).

4.4 Les différentes sources de données de fiabilité

Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des données de fiabilité sur des composants électroniques par trois moyens :

- les bases de données de fiabilité telles que celles du CNET ou du ministère américain de la défense (Military Handbook 217 version française),
- les tests de qualité- fiabilité effectués par certains fabricants de composants.
- les tests de fiabilité effectués par divers utilisateurs et universités.

4.5 L'IGBT

4.5.1 Principe physique et technologie

Pour des raisons de disponibilité, leur faible coût, leur facilité d'intégration en utilisant des conceptions modulaires, faible consommation à la commutation, l'IGBT est présent dans la plupart des équipements de conversion d'énergie, et son marché ne cesse de croître au fil des années avec son gain en puissance puisqu'il est même utilisé dans la traction ferroviaire; c'est pour ce qu'il se présente comme meilleur remplaçant des Cmos et autres interrupteurs de puissance.

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) se constitue de quatre couches semi-conductrices différentes (P +, N-, P+, N+) créées sur le même cristal de silicium. Ce transistor associe deux technologies différentes (bipolaire et MOS) afin d'obtenir leurs avantages tout en réduisant leurs inconvénients. Il est possible, à partir de la structure interne d'un IGBT, d'extraire un schéma équivalent. Celui-ci fait apparaître un transistor MOSFET à canal N, deux transistors bipolaires NPN et PNP et une résistance entre les zones N⁺ et P⁺ ainsi qu'une résistance de modulation (R_{mod}) relative au comportement de la couche faiblement dopée N⁻. l'IGBT est représenté dans la figure 4.1 :

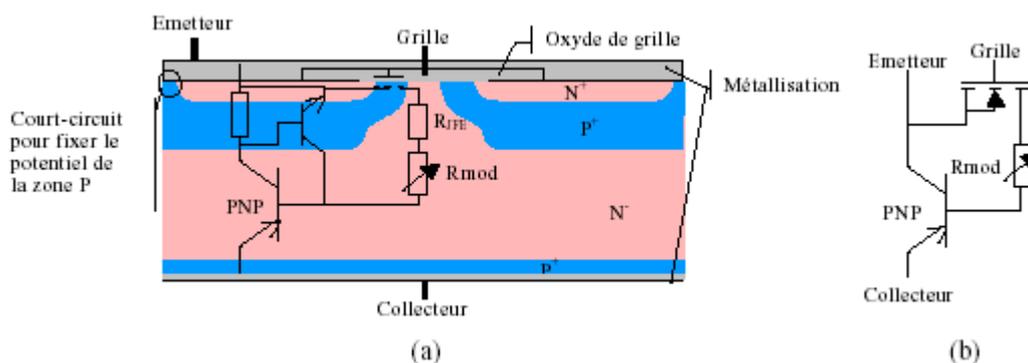


Figure 4.1: l'IGBT : structure (a) et schéma équivalent (b)

4.5.2 Techniques de fabrication de cellules IGBT

Il existe trois technologies de fabrication de cellule IGBT, on se contente de les citer:

- Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène.
- Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée.
- Technologie Trench Gate ou grille enterrée.

4.5.3. La commutation à l'amorçage et au blocage d'une cellule de commutation

Nous allons nous intéresser au fonctionnement d'une cellule de commutation. Dans cette cellule sont placés des composants. Cette cellule a une influence sur les contraintes électriques durant les phases dynamiques. Elle est composée de deux interrupteurs comprenant un IGBT et une diode montée en antiparallèle, comme montré sur la figure 4.2.

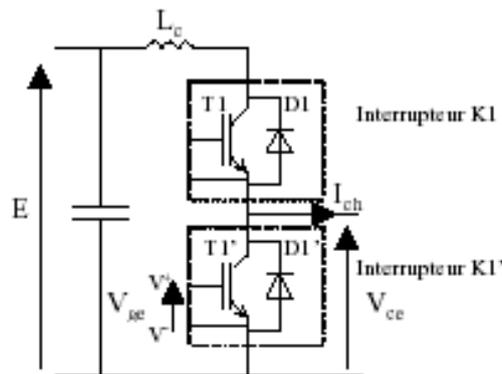


Figure 4.2: Cellule de commutation et notation des grandeurs

Le fonctionnement d'une cellule de commutation est régi par des règles très strictes:

- entre deux commutations, un seul interrupteur est passant.
- la commutation implique le changement d'état simultané et complémentaire des deux interrupteurs - une commutation dite "naturelle" au sein d'une cellule est définie par un changement d'état commandé d'un interrupteur, engendrant un changement d'état spontané pour l'autre interrupteur. Le composant qui commute est fonction du sens du courant de sortie.

4.5.4 Résumé des modes de défaillances et leur influence

On peut déterminer une aire de sécurité complète pour l'interrupteur d'un module IGBT (courant, tension, température), en connaissant à chaque fois la limite entre le régime de fonctionnement normal et les différents régimes extrêmes dans lesquels le composant peut entrer. La figure 4.3 représente cette aire de sécurité.

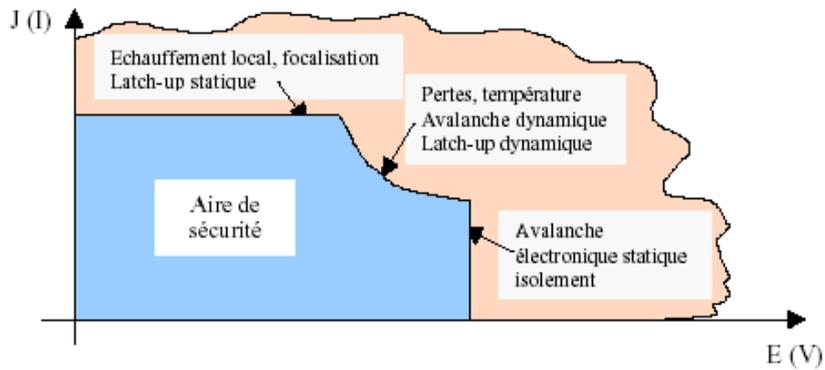


Figure 4.3: Aire de sécurité pour un composant de puissance.

Ces modes de dégradation sont parfaitement bien connus car ce sont les mécanismes les plus souvent rencontrés dans les applications. Beaucoup d'articles ont été publiés dans ce domaine. Beaucoup de tests d'endurance au cyclage thermique ont été menés sur les modules de forte puissance. Le résultat de ces tests donne le nombre de cycles limite supportés par les modules IGBT, en fonction de l'écart de température durant ces cycles [17] [18] [19].

Les indicateurs liés à ces phénomènes de vieillissement sont aussi bien identifiés :

- Augmentation de la tension $V_{ce_{sat}}$ due à la dégradation de la soudure des bondings .
- Augmentation du courant de fuite entre grille - émetteur due à la dégradation de l'oxyde de grille.
- Augmentation de la résistance thermique jonction/boîtier due à la délamination de la brasure substrat/semelle).

Il est possible d'observer l'impact de ces mécanismes de vieillissement sur les formes d'onde à l'amorçage et au blocage de l'IGBT [19]. Dans les cas d'études de fiabilité, il faut éviter de soumettre les modules IGBT à du cyclage thermique de forte amplitude.

Modes de dégradation	Conséquences	Modes de défaillance du module IGBT
Déconnexion des faisceaux de bonding	Auto-échauffement, ouverture des bondings amenant la génération d'arcs électriques dans le gel silicone et le risque d'explosion	Détérioration de la métallisation, puce en circuit ouvert
Craquelures au niveau des faisceaux de bonding	Augmentation de la résistivité au niveau du contact, auto-échauffement, ouverture des bondings	Puce en circuit ouvert
Déformation des métallisations en aluminium	Dégradation limitée de la résistance de la métallisation, auto-échauffement, ouverture des faisceaux de bonding ou dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en circuit ouvert ou puce en court-circuit
Cassure au niveau du substrat et des puces	Claquage diélectrique de la couche, création d'un échauffement intense, augmentation du courant de fuite	Puce en court-circuit ou court-circuit entre la puce et le radiateur
Fatigue des brasures et délaminage des puces	Augmentation de la résistance thermique sous la puce, élévation de la température de jonction, dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en court-circuit

Tableau 2 : Mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique [19]

Il est essentiel de citer le problème de la corrosion si l'on travaille dans des zones humides. Le phénomène de corrosion touche toutes les parties métalliques d'un composant et consiste en une somme de réactions chimiques ou électrochimiques entre ces métaux et leurs environnements immédiats. Cette corrosion conduit à une détérioration des parties métalliques du composant (bonding, métallisations....) arrivant, à terme, à leurs destructions totales [20]. Les dégradations dues à la corrosion électrochimique des parties métalliques prennent une part importante en microélectronique et apparaissent si les conditions suivantes sont réunies :

- Présence d'humidité dans le boîtier,
- Apparition d'une polarisation continue,
- Présence d'ions tel que Cl^- ou Na^+ agissant comme des catalyseurs dans les réactions. Les éléments les plus corrodés dans les composants électroniques sont les plots de connexion.

Cette corrosion résulte du transport de chlorure (Cl^-) et d'eau (humidité) venant de l'environnement externe du composant à travers les "pins" de connexions. L'humidité peut aussi s'infiltrer à travers le boîtier.[21].

Résumé des modes de défaillance et leur influence :

Causes	Conséquences physiques	Conséquences électriques /	Mode de défaillanc	indicateurs
Cyclage	Décollement des bondings Dégradation des bondings Dégradation des métallisations Fissure des puces et des substrats Délamination des	Déconnexions des faisceaux de bonding. Augmentation locale de la température. Augmentation de Vcesat et de la résistance	Puces en circuit ouvert ou en court-circuit selon le mode dégradation	Chute de tension, résistance thermique jonction/semelle
Corrosion	Attaque chimique des bondings et des métallisations	Déconnexions des faisceaux de bonding	Puce en circuit ouvert	Chute de tension
Electromigration	Infiltration d'aluminium dans les puces silicium	Diminution de la résistance de contact	Puce en court-circuit	Courant de fuite
Décharges partielles	Agrandissement des micro- cavités dans le substrat isolant, création d'un canal conducteur dans le substrat	Perte d'isolation entre collecteur et radiateur pour une puce. Court-circuit	Puce en court-circuit	Mesure spécifique (quantité de charges lors des décharges)
Rayonnement cosmique	Génération de charges dans les oxydes de grille. Dégradation physique des puces silicium	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille. Court-circuit de puce	Commande en court-circuit. Puce en court-circuit	Tension de seuil, courant de fuite
Vieillessement de l'oxyde	Injection et piégeage de charges dans l'oxyde. Dégradation de la qualité de l'oxyde	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille	Commande en court-circuit. Puce en court-circuit	Tension de seuil

Tableau 3 : Les différents mécanismes de dégradation et de vieillissement apparaissant sur les modules de puissance [21]

4.5.5 Modes de défaillance d'une cellule de commutation

Cette partie est consacrée à l'étude des modes de défaillance d'une cellule de commutation de type onduleur de tension dans laquelle sera placé un module IGBT. Le début de ce chapitre a été consacré à l'état de l'art sur les mécanismes de dégradation et les modes de défaillance pouvant intervenir sur ces composants. Ces modes de défaillance sont au nombre de deux, et peuvent se résumer ainsi :

- Puces semi-conductrices en court-circuit physique. Le composant reste à l'état passant (le silicium est très légèrement résistif), et perd sa commandabilité dans le cas d'un IGBT (grille en court-circuit) ou son aptitude à s'ouvrir pour la diode. C'est le mode de défaillance le plus courant et le plus probable.
- Interrupteur en circuit ouvert. Ce mode de défaillance n'est pas lié aux puces en elles-mêmes mais à leur environnement proche (bondings, brasure, substrat isolant). De multiples dégradations subies par le composant peuvent amener l'interrupteur de puissance dans cet état.

Ces modes de défaillance peuvent être considérés comme internes aux composants de puissance, et nous allons voir par la suite que d'autres défaillances peuvent apparaître au sein d'une cellule de commutation. Cette étude est primordiale avant la conception de quelconques protections d'un convertisseur ou d'un onduleur précisément. Nous présentons les différents modes de défaillance d'une cellule de commutation complète de type onduleur.

L'analyse nous permet de mettre en évidence les différents modes de défaillance pouvant apparaître au sein d'une cellule de commutation, en les corrélant aux mécanismes de dégradation que subit le module IGBT de cette cellule. Ces modes de défaillance sont les suivants :

- Défaillance de type circuit ouvert (IGBT et diode)
- Défaillance de type court-circuit type I (défaut de commande)
- Court-circuit de type II (défaillance de puce)

Cette analyse va nous permettre de déterminer quelles protections nous devrions mettre en place pour détecter et couper le premier défaut. Les protections qui vont être utilisées sont : un organe de protection pour les puces IGBT capable d'agir en cas de court-circuit (type I et II), et un dispositif de détection de défaut de diode (ouverture). Ce dispositif a été prévu mais n'a pas été mis en place.

4.5.6 Les types de court-circuit dans la cellule de commutation de type onduleur

Au sein d'une cellule de commutation, il existe deux types de court-circuit, radicalement différents.

Le court-circuit dit "de type I", causé par la fermeture (ou la non-ouverture) d'un interrupteur alors que l'interrupteur du même bras est déjà passant. Ce type de court-circuit est lié à la défaillance de la commande des interrupteurs de puissance : défaillance du driver, problème de connectique entre le driver et la carte de commande (impulsion de commande parasite, rupture des liaisons avec la commande,...), défaillance de la carte de commande. La figure 4.4 nous donne la configuration d'un court-circuit de type I et les formes d'ondes associées.

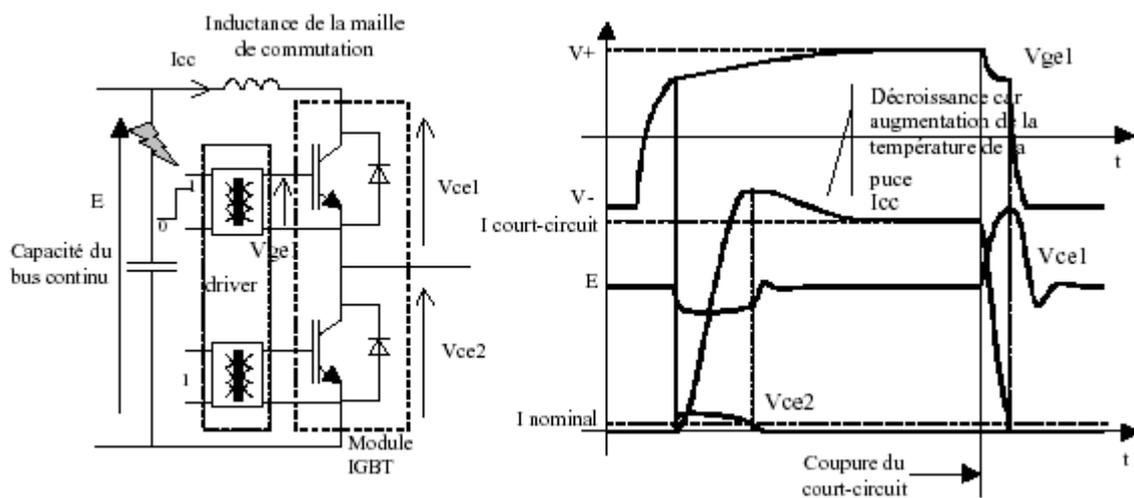


Figure 4.4: Génération d'un court-circuit de type I sur une cellule de commutation

Ce type de court-circuit peut apparaître lorsque l'IGBT du haut s'amorce suite à un défaut sur sa commande. Les deux IGBT sont sains à ce moment là et donc ils ont la possibilité de limiter le courant de court-circuit. On montre que c'est l'IGBT du haut, initialement bloqué, qui limite ce courant. En effet, comme l'interrupteur 1 était initialement bloqué, sa tension de grille est égale à la tension de seuil, tandis que l'autre interrupteur a toujours sa tension de grille égale à $V+$. En observant les caractéristiques statiques de chacun, on constate alors que l'IGBT 1, dont la tension de grille est la plus faible, limite le courant de court-circuit et continue à supporter quasiment toute la tension d'entrée.

Le court-circuit de type II, quant à lui, est causé par la défaillance d'un interrupteur du bras, alors que l'autre interrupteur est conducteur. La figure 4.5 représente la configuration d'un court-circuit de type II ainsi que les formes d'ondes associées. Comme nous l'avons vu précédemment, beaucoup de mécanismes de

dégradation peuvent être la cause de défaillance d'une puce IGBT, ce qui rend ce type de court-circuit très probable. L'expérience montre aussi que la commande rapprochée de ces interrupteurs peut être la source de défaillances de puces IGBT.

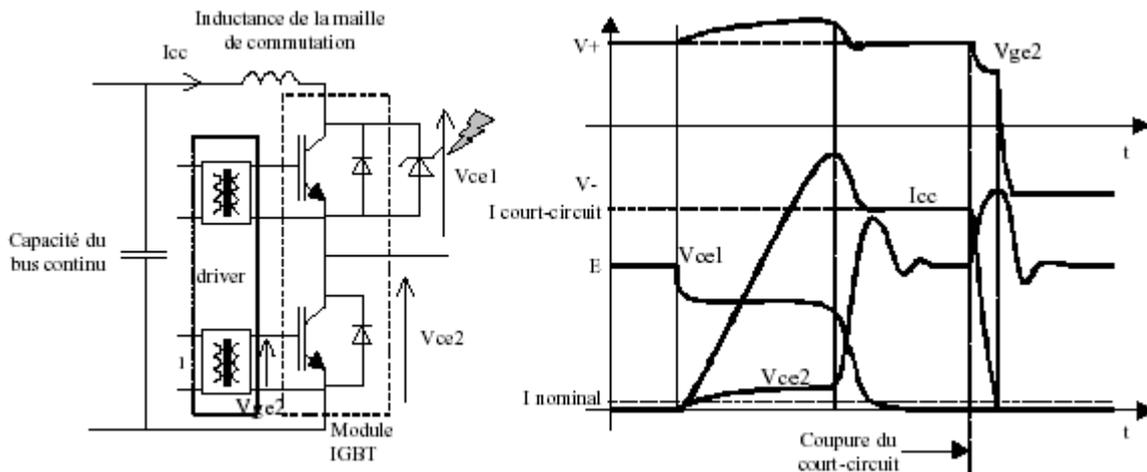


Figure 4.5: Apparition d'un court-circuit de type II sur une cellule de commutation

L'étude expérimentale de ce type de défauts, en conditions réelles est très difficile : il faut créer une surtension aux bornes de l'IGBT victime, au moment où il est bloqué. Un moyen simple de provoquer des court-circuits de type II est d'utiliser un composant "cobaye" placé dans la cellule de commutation et que l'on amène à la défaillance. On utilise une diode transil en parallèle avec l'un des IGBT, diode de calibre en tension inférieur à celui de l'IGBT et, durant l'essai, on augmente la tension de bus jusqu'à ce que la diode transil entre en avalanche.

L'avalanche de l'interrupteur supérieur (simulée par la diode transil) entraîne l'augmentation du courant dans la cellule de commutation. La dynamique de ce courant est fixée par la différence de potentiel $E - V_{ce1}$, appliquée aux bornes de l'inductance de câblage. Cette forte augmentation du courant (plusieurs d'ampères par μs) engendre une augmentation de la tension V_{ce2} de l'IGBT subissant le défaut. Par effet Miller, cette augmentation de tension induit une augmentation de sa tension de grille. Contrairement au cas précédent, ici un seul IGBT peut limiter le courant de court-circuit : celui qui n'est pas défaillant (IGBT du bas). Malheureusement l'augmentation de la tension de grille de cet IGBT entraîne un accroissement du courant de court-circuit (accroissement lié à la transconductance de la puce) jusqu'à des valeurs importantes, suffisantes suivant les cas pour déclencher le Latch-up (car fort courant et haute température). A partir d'une certaine valeur de courant (supérieure à la valeur en type I car la tension de grille

est plus importante), l'IGBT du bas se désature. Cette désaturation engendre une violente augmentation de la tension à ses bornes ainsi qu'une diminution de la tension de grille. Cette diminution entraîne la diminution du courant de court-circuit et donc l'apparition d'une surtension aux bornes de l'IGBT sain.

Ici aussi, deux cas peuvent se présenter :

- Soit aucune protection ne coupe le court-circuit et c'est l'IGBT initialement sain qui entre en défaut physique. Les conséquences peuvent être dramatiques pour le système : le scénario le plus favorable est qu'à partir d'une certaine énergie dissipée dans le court-circuit, les faisceaux de bonding du module IGBT s'ouvrent coupant le court-circuit mais entraînant la création d'un plasma dans le gel silicone, ce dégagement gazeux provoque l'explosion du module.
- Dans le cas contraire, c'est le busbar qui joue le rôle de fusible et donc l'arc électrique peut provoquer des projections de métal en fusion autour du système, pouvant provoquer un incendie.
- Soit un dispositif de protection commande l'IGBT sain pour couper le court-circuit. Cette coupure peut engendrer, si on n'y prend pas garde, une forte surtension pouvant détruire cet IGBT. Nous verrons, plus loin, comment éviter cette surtension. Des articles relatent de ces solutions [22] [16].

4.5.7 Protection contre les surtensions au blocage du court-circuit

4.5.7.1 Cas du court-circuit de type I

Comme nous l'avons vu précédemment, lors de la coupure d'un court-circuit, une surtension importante apparaît aux bornes de l'IGBT responsable de cette coupure. Cette surtension est due à l'annulation rapide du courant de court-circuit dans l'inductance de la maille de commutation. Un premier moyen pour limiter cette surtension consiste à diminuer cette inductance en utilisant une technologie de type busbar. L'ajout d'une capacité plastique aux bornes du module IGBT (snubber) peut aider à l'atténuer. Il existe un autre moyen plus efficace pour diminuer cette surtension. L'idée consiste à augmenter la résistance de grille, lors de la coupure d'un courant de court-circuit [23]. Le dispositif à mettre en œuvre est présenté sur la figure 4.6. Une diode connectée sur le collecteur de l'IGBT permet de détecter le court-circuit. En fonctionnement normal, le transistor MOS court-circuite la résistance $R_{g\text{offdéfaut}}$. En cas de défaut, cette résistance se retrouve en

série avec la résistance de grille de l'IGBT. La somme de ces deux résistances étant élevée (> à la centaine d'Ohms), le di/dt lors du blocage de l'IGBT est minoré (quelques dizaines d'ampères par μs contre plusieurs centaines en condition normale). Ceci permet de limiter la surtension induite.

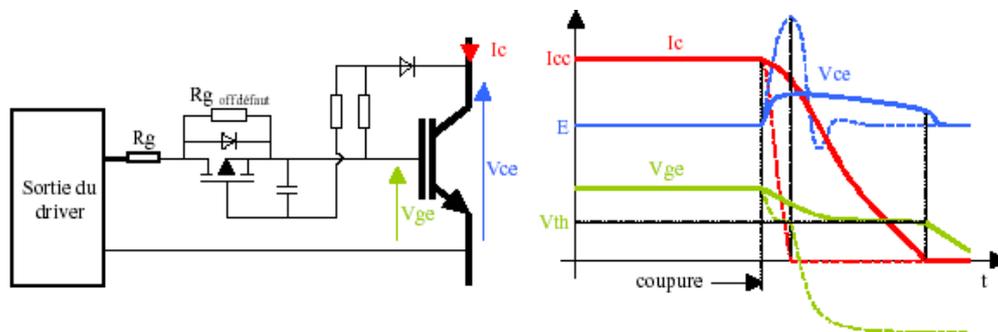


Figure 4.6: Limitation de la surtension lors de la coupure d'un court - circuit de type I

L'avantage de ce dispositif est qu'aucun composant n'est ajouté sur la partie puissance de la cellule à protéger. L'inconvénient majeur de ce dispositif est qu'il est actif, dans le cas d'un court-circuit de type II, uniquement après la désaturation de l'IGBT sain du bras. La surtension importante apparaissant lors de la désaturation d'un IGBT ne peut être limitée. Qui plus est, le driver utilisé détecte et coupe ce type de court-circuit après la désaturation. Il faut donc prévoir un dispositif supplémentaire.

4.5.7.2 Cas du court-circuit de type II

Il faut disposer d'un élément spécifique pour limiter la surtension lors de la coupure des court-circuits de type II. Beaucoup de travaux ont été menés dans le domaine de la protection des semi-conducteurs, et particulièrement pour limiter les surtensions générées par ces derniers [24][25]. Dans ces articles, plusieurs dispositifs sont proposés par les auteurs. L'un d'entre eux consiste à contre-réactionner le transistor IGBT par l'intermédiaire d'un composant de type "écrêteur" (diode transil bidirectionnelle, diode Zener associée à une diode normale, ...). Ce dispositif est présenté sur la figure 4.7.

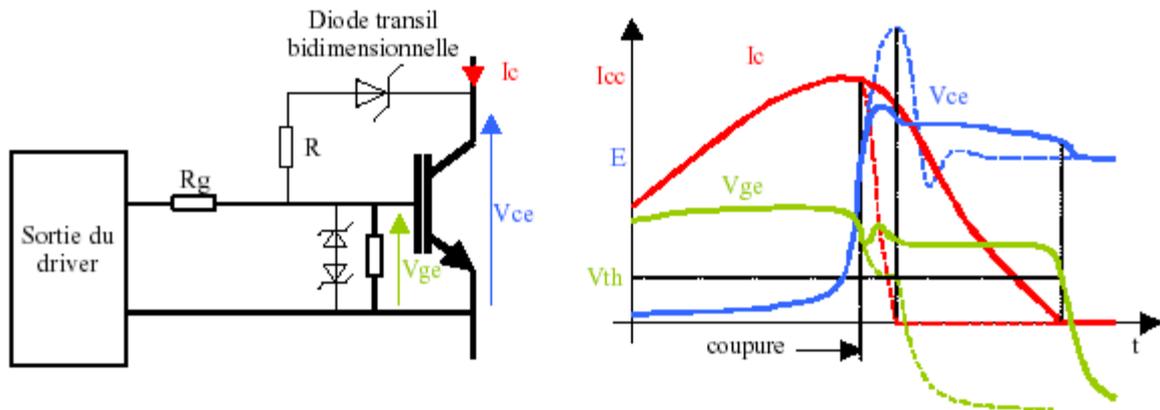


Figure 4.7: Limitation de la surtension, lors de la coupure d'un
Court - circuit de type II par écrêtage actif

Le principe de limitation de la surtension reste quasiment le même que précédemment, à savoir agir sur le di/dt lors du blocage par l'intermédiaire de la grille de l'IGBT. Lorsqu'une tension trop importante apparaît aux bornes du composant écrêteur (une diode transil dans notre cas), il entre en limitation et laisse passer un courant entre le collecteur à la grille de l'IGBT à protéger. Ce courant vient "charger" la grille de l'IGBT et donc contrôler la vitesse de décroissance de la tension de grille, limitant ainsi le taux de décroissance du courant dans l'IGBT. Ce dispositif est complété par une résistance afin de stabiliser cette contre-réaction. Cet écrêtage actif permet donc d'écouler l'énergie présente dans l'inductance de la maille de commutation à travers le composant de puissance. Ce principe d'écrêtage actif permet d'obtenir un meilleur contrôle de la tension aux bornes de l'IGBT, en comparaison avec une solution "directe" (diode transil en parallèle de l'IGBT).

Malgré tout, la résistance de grille de l'IGBT étant faible, un courant important peut traverser la diode transil, provoquant une fluctuation importante de la tension d'écrêtage. Des solutions permettent d'obtenir une meilleure stabilité à ce niveau [24], telles que l'utilisation d'un transistor MOS ou IGBT entre la diode transil et l'IGBT à protéger.

Ce principe d'écrêtage présente un inconvénient : durant des phases longues ou répétées d'écrêtage, le courant injecté sur la grille peut endommager le circuit de sortie du driver. Là aussi, des solutions existent pour agir sur l'étage de sortie du driver, durant ces phases.

Devant toutes ces solutions et toutes ces contraintes, il est nécessaire de replacer le rôle de ces différents dispositifs de protection dans leur contexte.

Chaque dispositif est en charge de la protection d'une puce IGBT. Ces dispositifs de protection vont agir une seule fois durant le fonctionnement de l'interrupteur de puissance qu'il protège. Cela veut dire que, sur un banc de test de fiabilité où une centaine de puces IGBT seront en fonctionnement, les dispositifs de protection doivent être les plus simples possibles, tout en assurant une protection optimale. De plus, la fiabilité de ces protections doit être supérieure à celle des modules IGBT. Avec toutes ces considérations et l'ensemble des solutions qui sont à notre disposition, un écrêtage actif par diode transil s'avère être la solution optimale.

4.6. Conclusion

Alliant les avantages de la technologie bipolaire à celle du MOSFET, l'IGBT a un bel avenir sur le marché industriel et sa progression actuelle atteint 50% par an (statistiques 2005). Ses principales applications portent sur le contrôle de moteurs, les onduleurs, le chauffage par induction, les fours à micro-ondes, la robotique, etc...

S'inspirant de la structure composée de l'IGBT et profitant de son succès, d'autres dispositifs de puissance hybrides tels que le MCT (MOS Controlled Thyristor) et le MOS-GTO se développent de plus en plus et tendent à remplacer les composants conventionnels comme le thyristor, le GTO ou le Triac. Les IGBTs les plus répandus actuellement sont issus de deux technologies différentes afin de répondre aux exigences industrielles, l'une appelée PT (épitaxial) pour des tensions allant de 600V à 1200V, l'autre NPT (homogène) pour des tensions supérieurs à 1700V. Une nouvelle technologie Trench IGBT est en cours de développement pour des applications mettant en jeu des puissances plus importantes. En effet cette technologie permet une augmentation considérable de la densité de courant, une meilleure tenue au latchup ainsi que l'élimination de l'effet JFET. Avec cette technologie annoncée, seule la dissipation du boîtier constituera une limitation en puissance.

Partie 2

4.7 les convertisseurs multicellulaires

4.7.1 Introduction aux convertisseurs multicellulaires

On a évoqué dans la partie précédente l'étage de puissance à base d'interrupteurs IGBT comme alternative pour remplacer le MOSFET dans les études et les conceptions élaborées au sein du C.D.E.R en vue d'augmenter leur fiabilité et d'améliorer le rendement de l'énergie transmise par les panneaux solaires en minimisant la consommation interne des composants de l'onduleur et en améliorant la commande de ces derniers.

Il s'agit dans cette partie de mettre en évidence les différentes techniques de modulation, et comparer les trois stratégies différentes de Modulation de Largeur d'Impulsion afin d'optimiser la stratégie de commande et d'améliorer la poursuite du signal de référence.

4.7.2 Intérêt des convertisseurs multi niveaux

Un convertisseur est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques.[26]

4.7.3 La structure multicellulaire

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multi niveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet.

La structure multicellulaire est représentée sur la Figure 4-8. Elle peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension continue.

$$V_{ck} = k \cdot \frac{E}{p} \quad (1 \leq k \leq p-1) \text{ pour le } k^{\text{ème}} \text{ condensateur.}$$

Ainsi, chaque condensateur flottant joue le rôle d'une source idéale de tension.

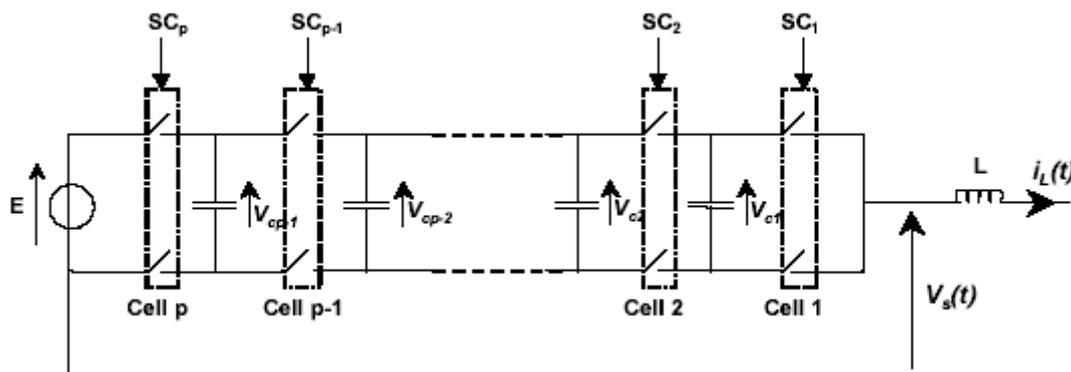


Figure 4.8 Bras multicellulaire possédant p cellules de commutation.

4.7.4 Un exemple de commande par MLI

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse (notée f_{dec}), comme indiqué sur la Figure 4-9 ci-dessous:

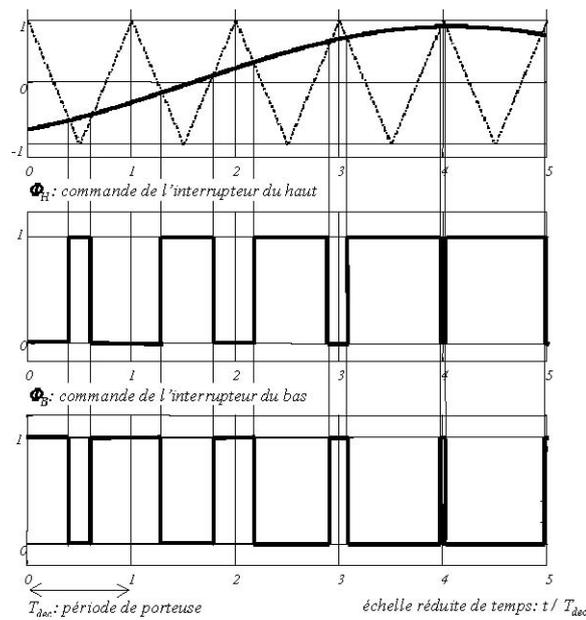


Figure 4.9: Principe de fonctionnement de la MLI naturelle.

La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles : dans le cas d'un onduleur p cellules, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 un déphasage de $4\pi/p$, ... jusqu'à la porteuse n° p qui aura un déphasage de $(p-1) \cdot 2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1. Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons. D'une part, il permet à la tension multi niveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires sinon elle n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes. D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie : toujours dans le cas d'un convertisseur p cellules, si l'on note f_{dec} la fréquence de découpage de chaque interrupteur, et T_{dec} la période correspondante, alors le déphasage régulier des p porteuses triangulaires permet d'obtenir une tension multi niveaux de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée :

Autrement dit, la p fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut : $p \cdot f_{dec}$ [27].

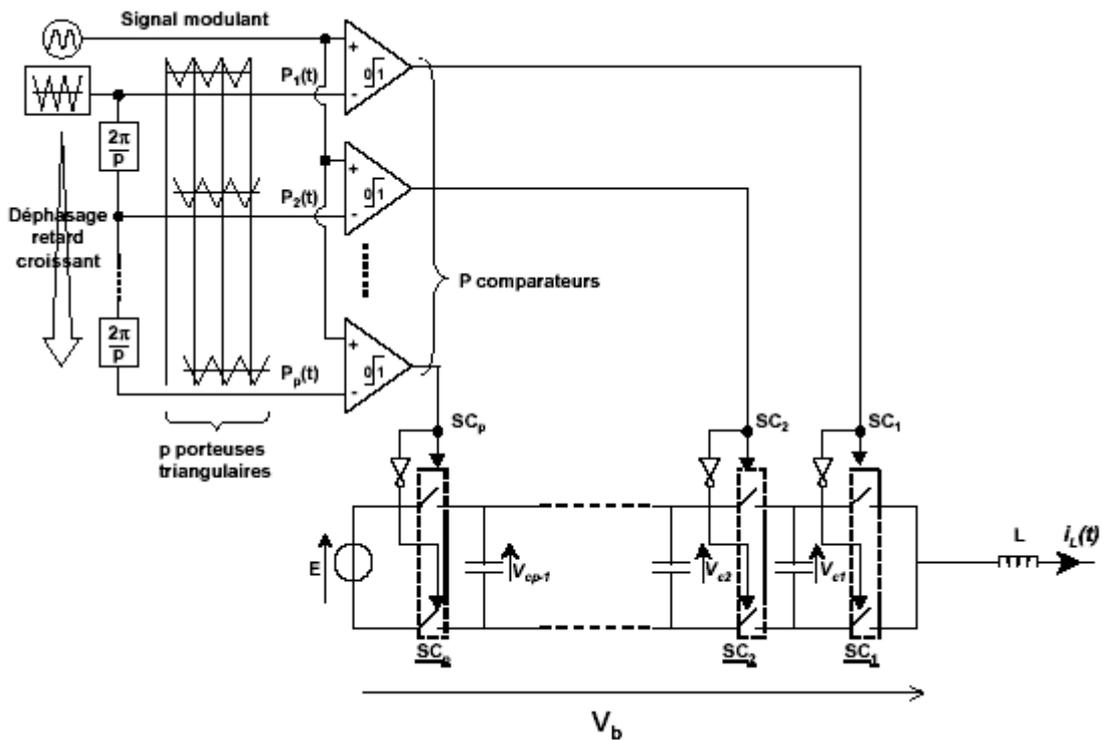


Figure 4.10: Schéma de principe de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsions d'un convertisseur multicellulaire.

La Figure 4-10 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion. La Figure 4-11-a montre la forme d'onde typique de la tension découpée obtenue en sortie d'un onduleur monophasé multi niveaux. Si E représente la tension continue, alors chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à $\frac{E}{p}$. La durée de chaque motif élémentaire vaut

$$\frac{T_{dec}}{p}, T_{dec} \text{ étant la période de découpage de chaque interrupteur.}$$

La Figure 4-11.b montre le spectre harmonique de la tension représentée en Figure 4-11.a. Outre une éventuelle composante continue (s'il s'agit d'un hacheur), ce spectre possède une raie fondamentale à la fréquence f_0 . Les raies harmoniques qui viennent ensuite sont regroupées en familles centrées sur des multiples de f_{dec} (fréquence de découpage par interrupteur). Le déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres permet d'éliminer des familles entières de raies harmoniques sur la tension de sortie du convertisseur. Seules subsistent les familles d'ordre p et multiples de p . Ainsi, la première famille se situe à $p \cdot f_{dec}$, comme indiqué sur la Figure 4-11-b.

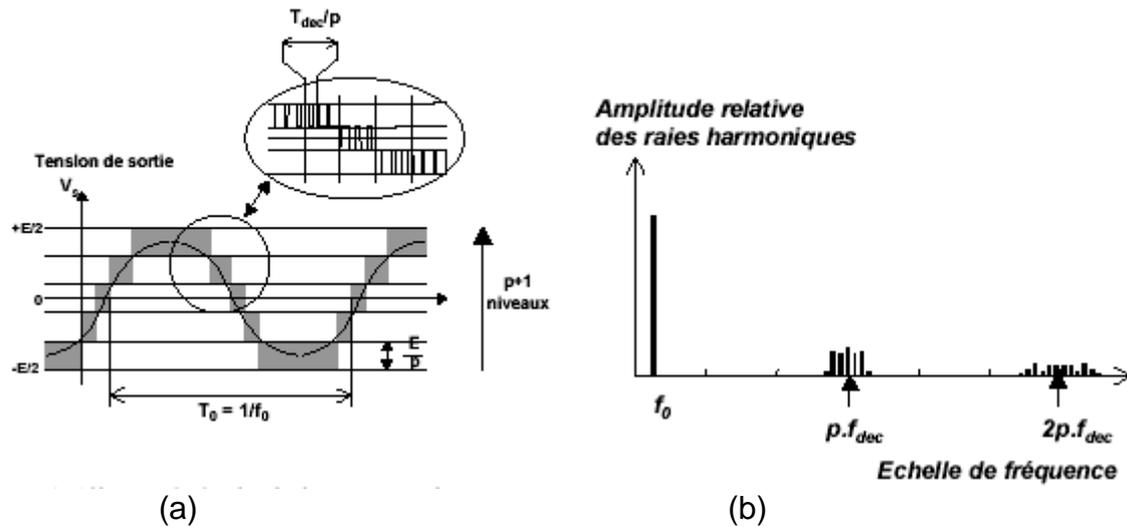


Figure 4.11: Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur p cellules, et spectre correspondant.

4.7.5 Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires

Nous avons vu dans le paragraphe précédent qu'il est possible de commander un convertisseur multicellulaire en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importantes, différentes stratégies de commande ont été imaginées et réalisées expérimentalement. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur. On va juste citer quelques stratégies de commande en boucle fermée, que nous estimons représentatives des deux grandes catégories : les commandes en durée et les commandes en amplitude.

Une stratégie de commande est dite « en durée » lorsque les grandeurs commandant le convertisseur sont les durées de conduction des semi-conducteurs, autrement dit, les valeurs des rapports cycliques. Nous pouvons recenser deux types de commande en durée : tout d'abord, la commande linéaire par modulation des rapports cycliques, puis deux variantes de commande découplante (avec retour d'état linéaire, et non linéaire).

La deuxième grande catégorie de commandes (dites « en amplitude ») regroupe toutes les commandes pour lesquelles « l'état des interrupteurs est défini directement en fonction des grandeurs essentielles du convertisseur » [29]. Typiquement, toutes les commandes par fourchette (de courant, et autres), ainsi que les commandes de la valeur crête, sont des commandes en amplitude. Au Centre de Développement des Energies Renouvelables, au laboratoire photovoltaïque, nous avons souvent opté pour la commande par mode de glissement, il s'agit d'une commande en amplitude très utilisée pour une grande variété de systèmes, et en particuliers de convertisseurs statiques.

4.7.6 Etude des performances dynamiques d'un onduleur commandé selon différentes stratégies de Modulation de Largeur d'Impulsion

Au cours de cette partie, nous allons aborder l'étude fréquentielle d'onduleurs fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsion. L'onduleur sera considéré comme un amplificateur de puissance. Son rôle sera de restituer une tension de sortie la plus fidèle possible au signal modulant qu'on lui envoie en entrée à savoir une tension alternative. L'étude fréquentielle menée dans ce chapitre est effectuée autour d'une structure d'onduleur quatre niveaux à cellules imbriquées (onduleur multicellulaire série), représentée sur la Figure 4 -12. Cet onduleur est alimenté par une source de tension continue de valeur E obtenue par les panneaux solaires, et possédant un point milieu.

Pour que le convertisseur multicellulaire représenté sur la Figure 4-12 fonctionne correctement, il est nécessaire que les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs flottants soient stabilisées autour des valeurs $E/3$ et $2E/3$. Cet équilibrage des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} s'effectue de manière naturelle, grâce à certaines composantes harmoniques du courant $i_L(t)$ absorbé en sortie de l'onduleur, par le filtre L,C . [28]

Cependant, il existe aussi des stratégies d'équilibrage actif des tensions flottantes permettant de faire converger plus rapidement V_{c1} et V_{c2} vers leurs valeurs de référence. [29] [30]

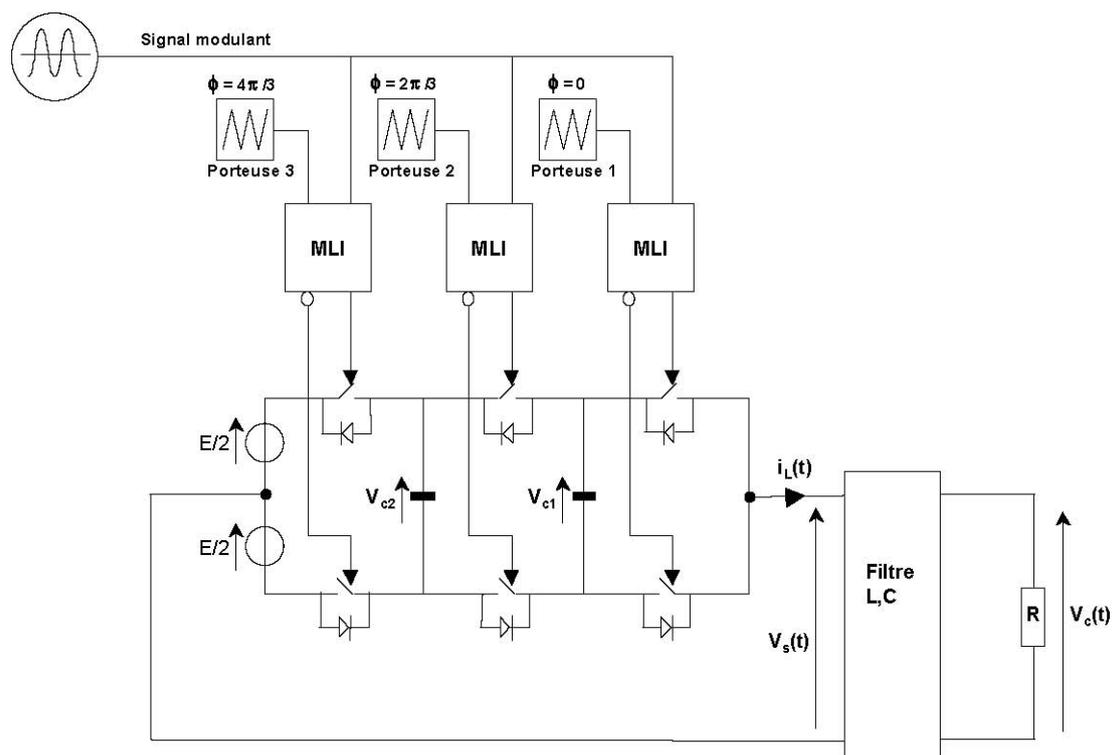


Figure 4.12: Schéma simplifié du montage simulé.

La tension $V_s(t)$ ne peut prendre que quatre valeurs : $-E/2$, $-E/6$, $+E/6$ ou $+E/2$.

Toujours dans un but de simplification, nous pouvons également idéaliser les interrupteurs de puissance : ceux-ci sont modélisés par une résistance nulle à l'état passant, et infinie à l'état bloqué.

L'onduleur de la Figure 4-12 est commandé en boucle ouverte par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Le signal modulant est comparé à trois porteuses triangulaires, d'amplitudes et de fréquences identiques, mais déphasées d'un tiers de période les unes par rapport aux autres. L'intersection entre ce signal et chacune des trois porteuses définit les instants de commutation des interrupteurs de puissance. Chaque commutation entraîne un changement brutal du niveau de la tension de sortie $V_s(t)$. Ainsi, cette dernière est constituée d'une succession de créneaux d'amplitude $E/3$, dont la largeur est modulée par le signal d'entrée. La Figure 4-9 montre un signal modulant sinusoïdal, les trois porteuses triangulaires, et l'effet obtenu sur la tension de sortie, dans le cas d'une MLI naturelle.

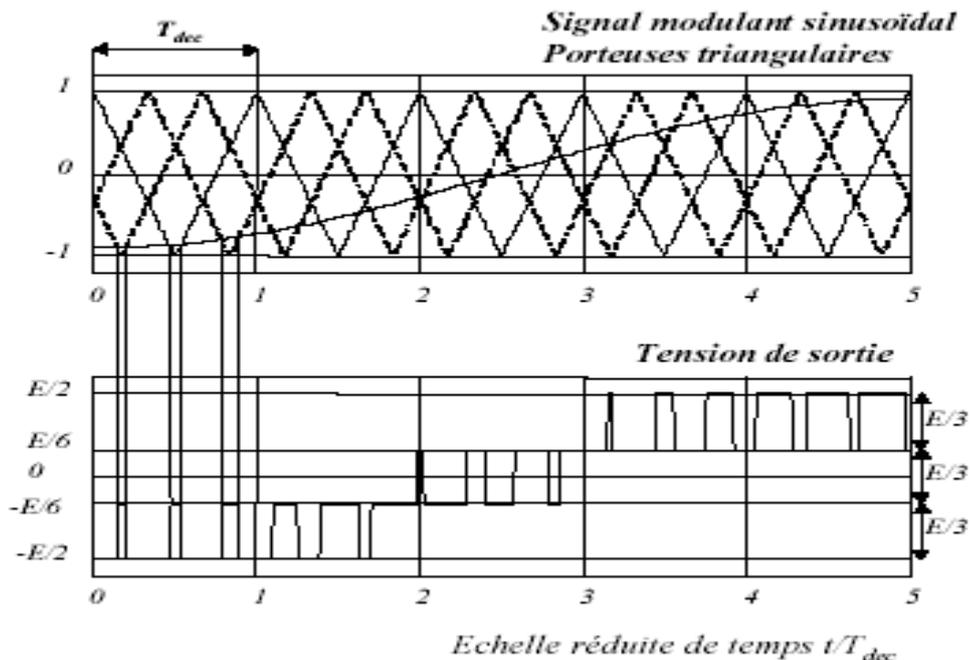


Figure 4.13: Onduleur 4 niveaux: signal modulant, porteuses triangulaires et tension de sortie. Cas d'une MLI naturelle.

Dans la suite de cette partie, nous allons étudier les performances fréquentielles de l'onduleur multi niveaux commandé en MLI. Partant d'un signal modulant sinusoïdal, nous allons tracer le spectre de la tension $V_s(t)$, pour ensuite calculer de manière numérique l'amplitude et la phase de certaines des raies de ce spectre. Nous allons employer les notations suivantes :

f_{dec} : Fréquence de chacune des trois porteuses triangulaires. C'est aussi la fréquence de découpage des composants de puissance.

f_0 : Fréquence du signal modulant.

φ_0 : Phase à l'origine du signal modulant.

M : Profondeur de modulation. C'est le rapport entre l'amplitude du signal modulant et l'amplitude des porteuses triangulaires. Nous choisissons de normaliser l'amplitude des porteuses (porteuses évoluant entre -1 et $+1$).

De ce fait, le signal modulant peut s'exprimer sous la forme :

$$e(t) = M \sin(2\pi.f_0.t + \varphi_0) \quad (4-1)$$

Si M est inférieur à $1/3$, tous les niveaux disponibles sur la tension de sortie ne sont pas atteints. Dans notre cas, au lieu d'obtenir une tension $V_s(t)$ quatre niveaux

comprise entre $-E/2$ et $+E/2$, nous n'obtenons qu'une tension deux niveaux comprise entre $-E/6$ et $+E/6$.

- Si M est compris entre $1/3$ et 1 , les quatre niveaux de la tension de sortie sont atteints.
- Dans le cas où M est supérieur à 1 , le phénomène de sur modulation apparaît, l'amplitude du signal modulant est plus grande que celle des porteuses triangulaires. Il existe alors des zones plus ou moins étendues sur lesquelles le signal modulant ne coupe pas les porteuses. Les créneaux de tension $V_s(t)$ disparaissent, et cette dernière vaut $-E/2$ ou $+E/2$.

La Figure 4-10 montre les trois domaines obtenus en faisant varier la profondeur de modulation de 0 à $1,5$. Evidemment, le spectre de la tension de sortie n'est pas du tout le même lorsque M est inférieur à $1/3$ et lorsque M est proche de 1 . C'est pourquoi il serait nécessaire d'effectuer une étude autour de valeurs distinctes de profondeur de modulation (M) telles les cinq valeurs suivantes de M : $0,1$, $0,3$, $0,5$, $0,7$ et $0,9$.

4.7.7 Synchronisme de la MLI

L'amplitude du signal modulant étant fixée parmi l'une des cinq valeurs $\{0,1 ; 0,3 ; 0,5 ; 0,7 ; 0,9\}$, nous faisons varier sa fréquence f_0 de manière discrète. Trois cas de figure peuvent se présenter.

- MLI synchrone
- MLI asynchrone avec un rapport de fréquences rationnel
- MLI asynchrone avec un rapport de fréquences non rationnel

4.8. Etude comparative des différentes techniques de modulation de la commande des interrupteurs

4.8.1. MLI naturelle

4.8.1.1. Présentation du modulateur

Cette stratégie de modulation est présentée en premier, car il est plus aisé de la modéliser de manière analytique [31]. Avec la MLI naturelle, les signaux de commande des interrupteurs de puissance sont donnés par la comparaison directe entre chaque porteuse triangulaire et le signal modulant. La Figure 4-14 ci dessous illustre le principe de fonctionnement de la MLI naturelle. Les deux signaux

complémentaires Φ_H et Φ_B commandent les deux interrupteurs d'une même cellule de commutation.

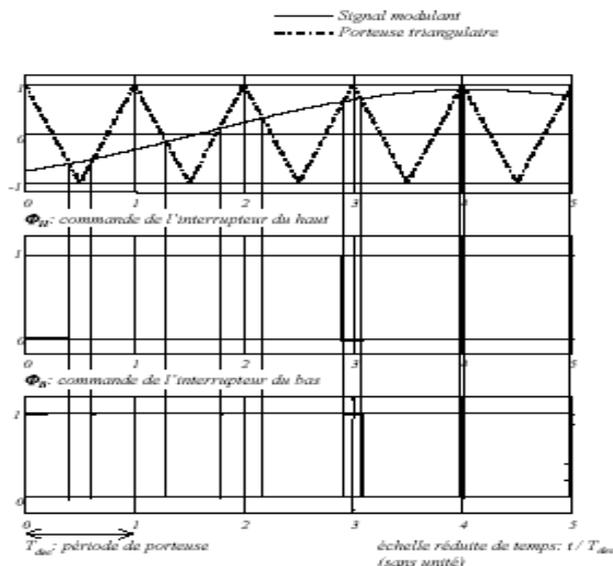


Figure 4.14: Principe de fonctionnement de la MLI naturelle.

La tension de sortie de l'onduleur résulte de l'addition des effets de toutes les cellules de commutation. Dans ce qui suit, nous essayons de modéliser un onduleur multi niveaux possédant trois cellules. Il y a donc trois porteuses triangulaires, de fréquence f_{dec} , et régulièrement déphasées entre elles. La tension de sortie peut prendre quatre valeurs $\{-E/2, -E/6, E/6, E/2\}$, et sa fréquence apparente de découpage vaut $3 \cdot f_{dec}$.

Pour réaliser de manière expérimentale une MLI naturelle, deux solutions sont possibles. La première solution, entièrement analogique, consiste à générer chaque porteuse triangulaire grâce à un oscillateur. Dans ce cas, il est difficile de respecter un déphasage rigoureusement égal à $\frac{2\pi}{3}$ entre les porteuses. Ceci entraîne des imprécisions sur les instants de commutation des interrupteurs, et cela nuit à la qualité spectrale de la tension de sortie [32]

La deuxième solution consiste à numériser le signal modulant grâce à un convertisseur analogique - numérique (CAN). Les trois porteuses triangulaires sont générées par trois compteurs - décompteurs cadencés par la même horloge que le CAN. La précision sur l'amplitude et le déphasage des porteuses est alors bien meilleure. La comparaison entre chaque porteuse et le signal modulant s'effectue de manière numérique, à l'intérieur d'un FPGA, par exemple. Cette méthode numérique

nécessite une fréquence d'échantillonnage du signal modulant très élevée. Le convertisseur analogique - numérique doit être performant, et donc coûteux.

4.8.1.2 Fréquence de commutation des interrupteurs

La maîtrise de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance est un point essentiel au bon fonctionnement d'un onduleur ou d'un convertisseur en général. En effet, une fréquence de commutation excessive entraîne une augmentation des pertes par commutation, donc un échauffement dangereux des composants, pouvant aller jusqu'à la destruction de ces derniers.

Nous avons vu qu'en MLI naturelle, les ordres de commande des interrupteurs sont directement issus de la comparaison entre le signal modulant et chaque porteuse triangulaire, de fréquence f_{dec} . Il en résulte qu'en fonctionnement "normal", c'est à dire lorsque le signal modulant varie lentement par rapport aux porteuses, chaque interrupteur subit un amorçage et un blocage durant une période de porteuse. En d'autres termes, la fréquence de découpage des interrupteurs est égale à la fréquence des porteuses triangulaires, soit f_{dec} . Cette fixité de la fréquence de découpage des interrupteurs est remise en cause lorsque la pente maximale de la modulante dépasse celle des porteuses triangulaires. Sur une même demi période de porteuse, le signal modulant peut recouper plusieurs fois l'une des porteuses. Chaque intersection entraîne une commutation de l'interrupteur concerné. On parle alors de sur commutation.

4.8.1.3 Bilan sur la MLI naturelle

Les courbes de réponse fréquentielle nous ont montré le bon fonctionnement de la MLI naturelle. Le gain entre le signal modulant et la tension de sortie reste quasi unitaire sur une vaste gamme de fréquences (f_0 comprise entre 0 et $0.9*f_{dec}$), dans le cas d'un onduleur 3 cellules. Le déphasage introduit est minime. Le spectre de V_s reste correct tant que f_0 est inférieure à $0.6*f_{dec}$. Pour cette valeur limite et au delà, la 3^{ème} famille d'harmoniques centrée autour de $3*f_{dec}$ interfère avec la gamme de fréquences $[0, f_0]$. Enfin, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance est non contrôlée dès que

Ceci constitue l'inconvénient majeur de la MLI naturelle

4.8.2. MLI avec échantillonnage régulier de la modulante

4.8.2.1. Présentation du modulateur

Ce type de modulateur est couramment utilisé pour générer les ordres de commande des interrupteurs. Le signal modulant est numérisé à intervalles de temps réguliers, grâce à un convertisseur analogique- numérique (CAN). De fait, le CAN réalise une opération d'échantillonnage sur le signal modulant.

Le nombre binaire obtenu en sortie du CAN sert alors à l'adressage en entrée d'une mémoire de type EPROM, où sont stockés les motifs de commande. La Figure 4-15 montre le schéma de principe d'une telle commande.

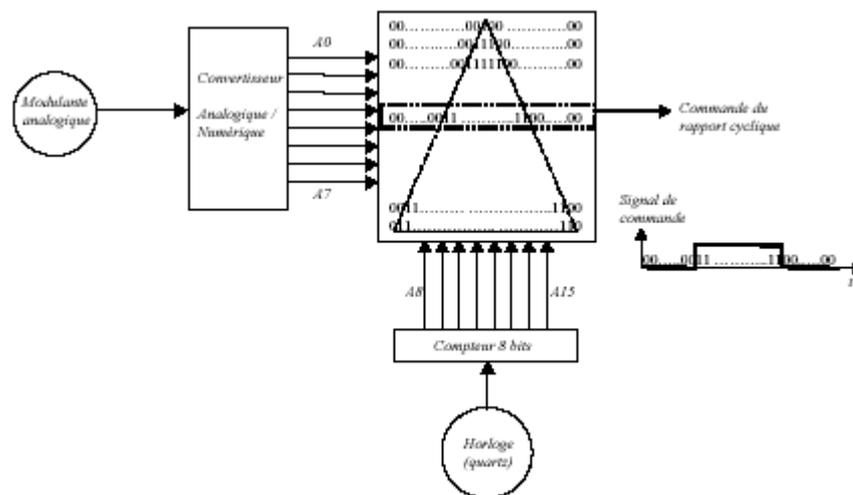


Figure 4.15: MLI avec échantillonnage régulier de la modulante. Schéma de principe.

4.8.2.2. Fréquence de commutation des interrupteurs de puissance

Dans le cas de la MLI avec échantillonnage, les ordres de commande des composants de puissance sont obtenus par comparaison entre chaque porteuse triangulaire et le signal modulant échantillonné- bloqué. Puisque la prise d'échantillons de la modulante est synchronisée avec la porteuse, chaque pente croissante ou décroissante de cette dernière correspond à un seul palier de signal échantillonné. La porteuse intercepte le signal échantillonné- bloqué une fois par demi- période, ce qui entraîne une seule commutation de l'interrupteur de puissance concerné. Ainsi, la fréquence de commutation des composants de puissance est imposée et rigoureusement égale à la fréquence des porteuses triangulaires.

4.8.2.3. Bilan sur la MLI avec échantillonnage

Nous avons vu au lors de la présentation du modulateur que la MLI avec échantillonnage régulier de la modulante se prête fort bien à une réalisation numérique, à l'aide d'une EPROM ou d'un FPGA. Ceci constitue un avantage indéniable, car le recours à une gestion numérique des porteuses triangulaires permet un gain de précision et surtout rend la commande reconfigurable. De plus, la MLI avec échantillonnage assure une fréquence de commutation constante pour les composants de puissance.

Malheureusement, plusieurs points pénalisent les performances dynamiques de la MLI échantillonnée :

- D'une part, cette stratégie de MLI présente un temps de latence non nul lors de la réponse à un échelon du signal modulant. Ce temps de latence correspond à un retard pur introduit par le modulateur, et il peut s'avérer particulièrement gênant lorsque ce dernier est inséré dans la chaîne directe d'un système asservi (cas de la commande par mode de glissement, entre autres).
- D'autre part, l'essai avec un signal modulant sinusoïdal montre que la MLI échantillonnée introduit une décroissance du gain et une augmentation du déphasage retard lorsque l'on augmente la fréquence du signal modulant.
- La MLI échantillonnée génère des harmoniques basse fréquence. Ce point est surtout pénalisant dans le cas d'un échantillonnage à f_{dec} , car la première raie harmonique se situe alors à $2 \cdot f_0$, et est d'une amplitude non négligeable par rapport à la raie utile. Le cas de l'échantillonnage à $2 \cdot f_{dec}$ est moins grave. La première raie harmonique se situe à $3 \cdot f_0$ au lieu de $2 \cdot f_0$, et son amplitude est moindre.
- Enfin, l'interférence entre la raie utile à f_0 et la troisième famille d'harmoniques ne pénalise pas plus la MLI échantillonnée que la MLI naturelle. En effet, en MLI naturelle et avec un onduleur 4 niveaux, cette interférence se produit lorsque $f_0 = 0.6 \cdot f_{dec}$. En MLI avec échantillonnage à f_{dec} , l'interférence se produit pour : $f_0 = 0.75 \cdot f_{dec}$. Enfin, un échantillonnage à $2 \cdot f_{dec}$ entraîne une interférence lorsque $f_0 = f_{dec}$.

Les faibles performances dynamiques décrites dans ce paragraphe laissent présager que la MLI avec échantillonnage régulier n'est pas une solution optimale pour assurer une fréquence de commutation constante des interrupteurs de puissance. C'est pourquoi, nous allons introduire et étudier une stratégie de MLI

hybride, avec un fonctionnement proche de celui de la MLI naturelle, et dotée d'un dispositif de protection contre les sur-commutations.

4.8.3. MLI avec dispositif contre les sur-commutations

4.8.3.1 Présentation du modulateur

La MLI avec dispositif O.S.P. (Over Switching Protection) résulte d'un compromis entre les bonnes performances dynamiques et fréquentielles de la MLI naturelle et la nécessité de protéger les interrupteurs de puissance contre les sur-commutations. Pour permettre de bonnes performances dynamiques, il ne faut pas échantillonner le signal modulant. La stratégie OSP compare donc directement celui-ci avec la porteuse triangulaire, comme dans le cas de la MLI naturelle. D'autre part, la fréquence de commutation constante des interrupteurs est obtenue en autorisant une seule commutation par demi période de porteuse.

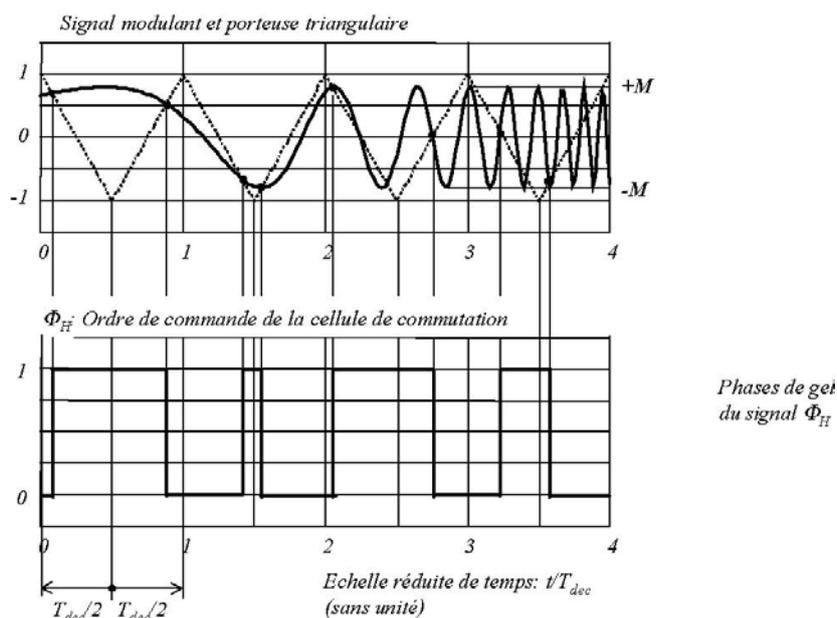


Figure 4.16 : Principe de la stratégie OSP.

La Figure 4-16 illustre le fonctionnement du dispositif OSP. Chaque demi période de porteuse triangulaire correspond à une phase croissante ou décroissante de cette dernière. Sur chaque demi période, le modulateur OSP prend en compte uniquement la première intersection rencontrée entre la porteuse et le signal modulant. Au delà de cette première intersection, l'état du signal de commande des commutations reste gelé jusqu'à la demi période suivante. Celle-ci survient lors de la rupture de pente de la porteuse. Le signal de commande des commutations est alors

'dégelé', et peut changer d'état lors de la prochaine intersection entre la porteuse et la modulante. Selon cette stratégie, les phases décroissantes de la porteuse triangulaire peuvent engendrer uniquement un front montant sur le signal FH. Ceci entraînera l'amorçage de l'un des deux interrupteurs de la cellule de commutation, et le blocage de l'interrupteur antagoniste. Inversement, les phases croissantes de la porteuse engendrent uniquement des fronts descendants sur le signal FH. En haute fréquence ($f_0 > f_{dec}$), la stratégie OSP garantit que chaque interrupteur subit au maximum un amorçage et un blocage durant une période de porteuse. En basse fréquence ($f_0 < f_{dec}$), le signal modulant intercepte la porteuse triangulaire une seule fois par demi période.

La stratégie OSP se comporte alors rigoureusement comme la MLI naturelle, en donnant les mêmes instants de commutation des interrupteurs. Pour un fonctionnement correct de la stratégie OSP, le signal modulant ne doit pas sortir des limites fixées par la porteuse triangulaire. Les cas de surmodulation sont donc à proscrire.

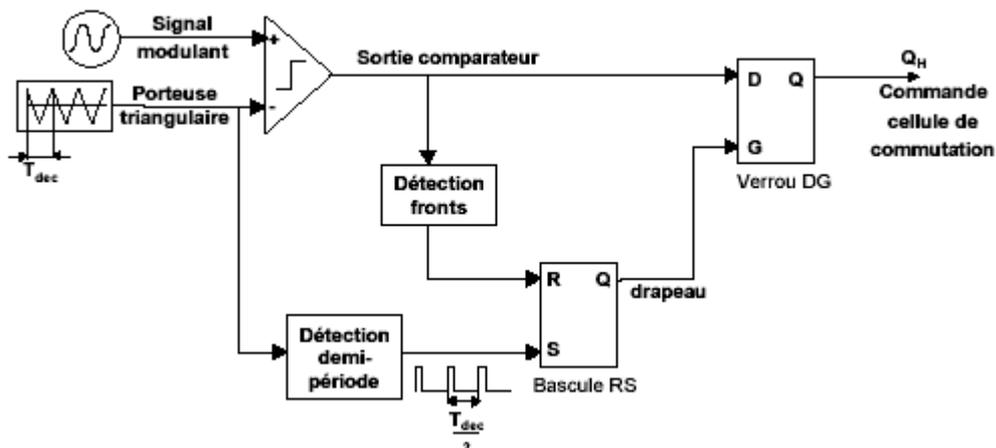


Figure 4.17: Architecture la MLI avec dispositif OSP

4.8.3.2 Pistes pour une réalisation expérimentale

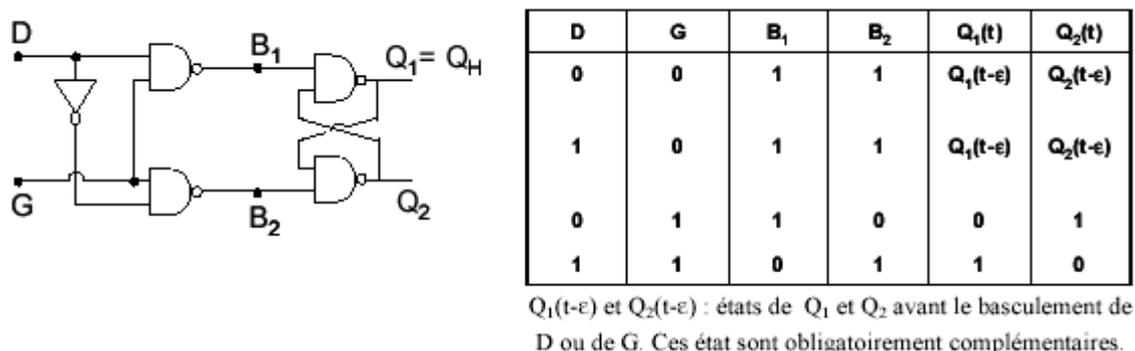


Figure 4.18: Constitution du verrou DG et table de vérité.

La Figure 4-17 présente une architecture possible pour la réalisation expérimentale de la stratégie OSP. Comme dans le cas de la MLI naturelle, il faut une comparaison directe entre le signal modulant et la porteuse triangulaire. Le système de protection contre les sur commutations nécessite un drapeau. Celui-ci est remis à « UN » au début de chaque demi période de porteuse, grâce à une bascule RS. La première intersection entre le signal modulant et la porteuse fait passer la valeur du drapeau à ZÉRO. La variable drapeau commande ensuite un verrou DG. Tant que le drapeau est à UN, la sortie Q du verrou suit les évolutions de l'entrée D. Par contre, dès que le drapeau passe à ZÉRO, l'état de la sortie Q reste figé. L'étude du fonctionnement du verrou DG est détaillée dans l'ouvrage [33].

4.8.3.3 Bilan sur la MLI avec dispositif contre les sur- commutations

La stratégie de MLI avec dispositif contre les sur- commutations a été introduite comme un compromis entre la MLI naturelle et la MLI avec échantillonnage régulier du signal modulant : il s'agissait de conserver les bonnes performances dynamiques de la MLI naturelle, tout en assurant une fréquence de découpage constante sur chaque interrupteur de puissance. Cette stratégie reprend le concept de la MLI naturelle, avec une comparaison directe entre le signal modulant et chaque porteuse triangulaire. Elle prévient le phénomène de sur- commutation grâce à une gestion des changements d'état des ordres de commande : sur chaque demi période de

porteuse, seule la première intersection rencontrée entre la modulante et la porteuse peut faire commuter les interrupteurs.

Les performances dynamiques de cette stratégie de modulation se révèlent tout à fait satisfaisantes. La réponse à un échelon de signal modulant est certes légèrement moins rapide que celle obtenue en MLI naturelle. Cependant, en « régime sinusoïdal », les courbes de réponse fréquentielle présentent un gain unitaire et un déphasage faible (inférieur ou égal à 10 degrés) sur une vaste gamme de fréquences. Ces bonnes propriétés fréquentielles peuvent être très utiles lorsque le modulateur est intégré dans une boucle d'asservissement.

En effet, les modulateurs utilisés sont le plus souvent de type MLI échantillonnée, et ils introduisent un retard pur dans la boucle de rétroaction. S'il est trop important, ce retard pur peut déstabiliser le système asservi. Dans ce cas, il semble judicieux de remplacer les modulateurs fonctionnant en MLI échantillonnée par leurs équivalents utilisant la stratégie OSP. Ce changement de modulateurs permet ainsi de réduire les retards introduits dans la boucle, et d'améliorer la qualité de l'asservissement.

4.8.4 Conclusion et bilan comparatif des différentes stratégies de MLI

Un test comparatif a été établi des performances dynamiques obtenues pour un onduleur 4 niveaux commandé en boucle ouverte avec chaque type de MLI. Cinq critères ont été retenus pour ce test :

- A partir des courbes de réponse fréquentielle, tracées avec un signal modulant sinusoïdal, nous avons regardé jusqu'à quelle fréquence de ce signal le gain reste compris entre 0.9 et 1.1, et le déphasage inférieur ou égal à 10 degrés.
- Nous avons fait débiter l'onduleur à travers un filtre passe bas L, C, et une charge résistive montée en parallèle sur le condensateur. La fréquence de coupure du filtre L, C a été choisie égale à f_{dec} (fréquence de découpage par interrupteur). Nous avons ensuite tracé les courbes représentant l'évolution du taux de distorsion harmonique de la tension filtrée obtenue aux bornes du condensateur (notée $V_c(t)$). Nous avons regardé pour quelle gamme de fréquences f_0 le taux de distorsion harmonique de la tension V_c reste inférieur ou égal à 10 pour cents.

- Pour juger la qualité du spectre de la tension de sortie, nous avons comparé les fréquences des premières raies harmoniques rencontrées dans ce spectre.
 - Nous avons regardé pour quelle fréquence de signal modulant les raies harmoniques interfèrent avec la raie principale de fréquence f_0 .
- Enfin, le dernier critère porte sur le temps de latence observé lors d'un échelon de signal modulant.

Le tableau 3 ci-dessous présente les résultats obtenus selon les cinq critères énumérés ci-dessus. Plusieurs points ressortent de ce tableau comparatif :

- La MLI naturelle permet d'obtenir les meilleurs résultats sur les critères de gain, de déphasage, et de 'qualité' du spectre de la tension de sortie. Son seul inconvénient (majeur) réside dans le fait que la fréquence de découpage des interrupteurs n'est pas contrôlée.
- Les stratégies de MLI avec échantillonnage présentent des performances bien différentes, selon que l'échantillonnage s'effectue à une ou deux fois la fréquence de découpage. Sur tous les critères (sauf celui de la fréquence d'interférence) les performances dynamiques sont nettement meilleures avec l'échantillonnage à $2 \cdot f_{dec}$. Néanmoins, même dans ce cas, le critère de déphasage s'avère très pénalisant par rapport aux autres critères fréquentiels. Ainsi, la fréquence du signal modulant ne doit pas dépasser $1/9$ de la fréquence de découpage par interrupteur.

	MLI naturelle	MLI avec échantillonnage		MLI OSP
		à f_{dec}	à $2 \cdot f_{dec}$	
Fréquence maximale pour laquelle $0.9 < \text{gain} < 1.1$	$0.9 \cdot f_{dec}$	$0.25 \cdot f_{dec}$	$0.6 \cdot f_{dec}$	$0.9 \cdot f_{dec}$
Fréquence maximale pour laquelle $-10^\circ < \text{déphasage} < 10^\circ$	$0.9 \cdot f_{dec}$	$0.055 \cdot f_{dec}$	$0.11 \cdot f_{dec}$	$0.9 \cdot f_{dec}$
Fréquence maximale pour laquelle $\text{TDH}(V_d) < 10\%$	entre $0.4 \cdot f_{dec}$ et $0.5 \cdot f_{dec}$	$0.25 \cdot f_{dec}$	$0.5 \cdot f_{dec}$	entre $0.4 \cdot f_{dec}$ et $0.5 \cdot f_{dec}$
Première raie harmonique	$3 \cdot f_{dec} - 4 \cdot f_0$	$2 \cdot f_0$ et $3 \cdot f_{dec} - 3 \cdot f_0$	$3 \cdot f_0$ et $3 \cdot f_{dec} - 2 \cdot f_0$	$3 \cdot f_{dec} - 4 \cdot f_0$
Fréquence d'interférence	$0.6 \cdot f_{dec}$	$0.75 \cdot f_{dec}$	f_{dec}	$0.6 \cdot f_{dec}$
Temps de réponse (échelon)	0	$\leq T_{dec}$	$\leq \frac{T_{dec}}{2}$	$\leq \frac{T_{dec}}{3}$
Fréquence de commutation des interrupteurs	f_{dec} ou plus si surcommutation	f_{dec}	f_{dec}	f_{dec}

Notation: T_{dec} : période des porteuses triangulaires
 $f_{dec} = 1/T_{dec}$: fréquence de commutation des interrupteurs

Tableau 4 : tableau comparatif des performances dynamiques obtenues avec les différentes stratégies de MLI (cas d'un onduleur 3 cellules). [33]

- La MLI dotée du dispositif OSP affiche des performances dynamiques égales à celles de la MLI naturelle du point de vue de tous les critères, sauf celui du temps de latence.

Enfin, de manière plus générale, cette étude a montré les limitations fréquentielles imposées par le découpage de la tension de sortie. On s'est intéressés au cas d'un signal modulant sinusoïdal, dont on fait varier la fréquence (notée f_0). Au fur et à mesure que l'on augmente f_0 , les familles de raies harmoniques s'étalent, et occupent de plus en plus « d'espace » dans l'horizon fréquentiel du spectre de V_s . Simultanément, la raie principale de fréquence f_0 se déplace vers les hautes fréquences, donc se rapproche des raies harmoniques. Le filtrage de cette raie devient alors de moins en moins bon. Le cas limite est celui de l'interférence, lorsqu'une raie harmonique vient se superposer à la raie principale.

COCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'est effectué au Centre de Développement des Energies Renouvelables, laboratoire photovoltaïque, division conversion. Le but est de faire une synthèse de plusieurs travaux élaborés dans le domaine de conversion et spécialement les onduleurs à fréquence variable.

Les onduleurs de marque Grundfos ont été étudiés, vu le leadership de la marque en matière de conception dans ce domaine.

Cette étude a permis de mettre en évidence les outils théoriques nécessaires à l'élaboration de nos propres onduleurs, ainsi l'introduction de l'IGBT en tant que cheval de bataille des futurs cartes de puissances, et des pilotes (drivers) disponibles sur le marché pour leur commande, il serait possible d'envisager de produire nos propres onduleurs à fréquence variable à de faibles et moyennes puissances étant donné que le prix du kilowatt heure reste appréciable et admissible en rapport de l'investissement et de l'indisponibilité du réseau de la Sonelgaz (zones rurales et sahariennes).

Plusieurs tentatives de réalisation ont été tentées, mais l'inexistence d'outils de validation de résultats avant le passage à la réalisation, rend cette tâche pénible et de plus en plus coûteuse dès qu'on s'intéresse à de plus fortes puissances qui entraînent souvent une augmentation des pertes Foucault; échauffement des moteurs, des vibrations, des pulsations de couple et une augmentation du bruit.

Les efforts de recherche aussi bien universitaires qu'industrielles sont à l'origine de l'expansion et de la richesse de ce domaine et pour améliorer les performances de l'outil de production industrielle, on fait de plus en plus appel à la conversion d'énergie, les fruits de cette expansion ont abouti : à l'émergence de nouveaux composants de puissance (GTO, IGBT), de nouvelles structures de conversion (convertisseurs multicellulaires...), et de nouveaux outils de développements software, ce qui a permis la diminution des contraintes lors des

commutations (structure à commutation douce) et l'apparition de convertisseur "propre" (absorption sinusoïdale, filtrage actif).

De nouveaux outils théoriques permettant d'évaluer et de quantifier les performances dynamiques des convertisseurs sont utilisés pour comparer les performances obtenues, avec différentes stratégies et aboutir aux résultats avant d'investir dans les équipements hardware.

D'après ce qui a été présenté, le meilleur choix serait d'utiliser les IGBTs comme éléments de puissance, la structure multicellulaire pour avoir la meilleure forme d'onde et donc moins de perte de puissance, et moins de phénomène de surcommutation. Quant à la modulation de largeur d'impulsion, il serait plus aisé d'utiliser une simple modulation afin d'éviter d'utiliser des fréquences élevées et de là réduire les harmoniques qui perturbent négativement sur le rendement et la durée de vie du moteur utilisé.

Cependant, on doit envisager une continuité à ce travail en intégrant :

- L'IGBT comme élément de puissance
- La structure multicellulaire afin d'éviter les sur- commutations et un meilleur transfert d'énergie (conversion).
- Maîtriser les outils de développement FPGA et la programmation en VHDL, afin de personnaliser notre matériel et nos programmes selon les données climatiques réelles et de là une meilleure adaptation entre les panneaux solaires et la charge.

C'est notre objectif actuel qui nous semble une suite logique aux travaux accomplis au CDER, de plus c'est un énorme profit pour notre pays en matière d'indépendance en équipements spécifiques et en vue de lancer d'innombrables chantiers de production d'énergie propre et renouvelable.

GLOSSAIRE

- SONELGAZ : Société Nationale d'Electricité et Gaz.
- PV : Photo Voltaïque.
- C.D.E.R : Centre de Développement des Energies Renouvelables.
- I.G.B.T: Insulated Gate Bipolar Transistor.
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions.
- MPPT: Maximum Power Point Tracker.
- FF : facteur de forme
- BOS : Balance of System
- THD : taux de distorsion harmonique.
- P.W.M: pulse width modulation.
- DSP : digital signal processor.
- PC: Personal Computer.
- G.T.O : Gate Turn Off thyristor
- M.O.S : Metal Oxyde Semiconductor
- NPC : Neutral Point Clamped converter
- FFT : Fast Fourier Transform
- O.S.P: Over Switching Protection

Paramètres des équations :

- NPC : Neutral Point Clamped Converter
- f_{dec} : Fréquence de chacune des trois porteuses triangulaires.
- f_0 : Fréquence du signal modulant.
- φ_0 : Phase à l'origine du signal modulant.
- M : Profondeur de modulation.
- F_{fond} : fréquence fondamentale.
- $V_{sm}(f_0)$ désigne l'amplitude de l'harmonique de $V_s(t)$ de fréquence f_0 .
- $\varphi_s(f_0)$ désigne la phase à l'origine de cet harmonique.
- A_0 : valeur moyenne de la grandeur $V_s(t)$.
- f_{fond} : fréquence du fondamental de $V_s(t)$.
- ω_{fond} : pulsation du fondamental de $V_s(t)$, ($\omega_{fond}=2\pi.f_{fond}$)
- C_n : amplitude de l'harmonique de rang n de $V_s(t)$.
- φ_n : phase de l'harmonique de rang n de $V_s(t)$.
- a_k : coefficient de pondération associé à la kème raie harmonique de $V_s(t)$. a_k est un nombre strictement positif et sans dimension.

REFERENCES

- [1] Convertisseurs photovoltaïques. L. Protin and S. Astier. Techniques de l'ingénieur, D 3 360,1996.
- [2] Performance analysis of dc motor-photovoltaic converter system-2. J. Appelbaum. Solar Energy, 27, 1981.
- [3] Influence de la température sur les paramètres électriques, caractéristique des photopiles au silicium poly cristallin : modélisation et analyse par thermographie infrarouge. N. Saïd. Thèse de doctorat d' Aix-Marseille 3, 1986.
- [4] Residential photovoltaic energy storage system. S.J. Chiang, K.T. Chang, and C.Y. Yen. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45(3) :385_394, 1998.
- [5] Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems. Z. Salameh, A.K. Mulpur, F. Dagher, and W.A. Lynch. Solar Energy, 46, 1991.
- [6] Performance analysis of a pv powered dc motor driving a 3-phase self-excited induction generator. S.M. Alghuwainem. IEEE Transaction on Energy Conversion, 11, 1996.
- [7] Gestion optimale de l'énergie de systèmes basés sur les énergies renouvelables, étude et réalisation. N. Ben Slama. Thèse ENSET de Tunis, 1986.
- [8] Contribution à la commande automatisée d'une centrale photovoltaïque Connectée au réseau. M.N. Mansouri. Thèse ENIT Université de Tunis 2, 1999.
- [9] Onduleur autonome triphasé compact asservi pour des générateurs de puissance finie . L. Hamdi. Thèse de doctorat d'Aix-Marseille 3, 1991. peak power tracking. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 45, 1998.
- [10] Hef4752v : Rapport concernant le « convertisseur DC/AC » pour le pompage présenté par N.Ourabia et K.Mouloua .C.D.E.R 1989.

- [11] Cours d'électrotechnique. A.KASSATKINE, M. PEREKALINE . Editions MIR.
- [12] Optimisation d'une station de pompage alimentée par un générateur photovoltaïque. M.BARLAUD.C.MASSELOT .St P.V .Solar Energy conference (1977) p779-789
- [13] Electronique de réglage et de commande BUHLER. Ed. DUNOD
- [14] Les convertisseurs de l'électronique de puissance tome 4 : la conversion continu -alternatif techniques et documentation. F.LABRIQUE, G SEGUIER., Lavoisier
- [15] Les onduleurs autonomes F.BRICHANT. Ed. Eyrolles
- [16] Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT. Viet Son Duong, thèse doctorale de l'INPG, Grenoble, 1997.
- [17] On the effect of power cycling stress on IGBT modules. P. Cova, F. Fantini, Microelectronics reliability, Vol. 38, issues 6-8, juin-août 1998, pp. 1347-1352
- [18] Further Improvements in the reliability of IGBT module. Thomas Schütze, Hermann Berg, Martin Hierholzer, IEEE IAS 1998.
- [19] Power module lifetime estimation from chip temperature direct measurement in an automotive traction inverter. G. Coquery, S. Carubelli, J. P. Ousten, R. Lallemand, F. Lecoq, D. Lhotellier, V. de Viry, Ph. Dupuy, Microelectronics Reliability, Vol. 41, Issues 9-10, septembre-octobre 2001, Pages 1695-1700
- [20] Electronic component reliability, Finn Jensen, Wiley, NY 1995
- [21] Transient stressing and characterization of thin tunnel oxides. M.Ciappa, A. Naitana, M. Vanzi, Microelectronics reliability, Vol. 37, issues 10-11, octobre 1997, pp. 1525-1528.
- [22] Design and Analysis of Heat Sinks. A.D. Kraus, A. Bar-Cohen , Wiley Corp. 1995
- [23] Switching Voltage Transient Protection Schemes for High-Current IGBT Modules. Rahul S. Chokhawala, Saed Sobhani, IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 33, N°6, novembre / décembre 1997.

- [24] Active voltage clamping techniques for overvoltage protection of MOS-controlled power transistors. T. Reimann, R. Krümmer, J. Petzoldt, EPE'97, Trondheim
- [25] Energy absorption devices for solid state interruption. J. M. Li, X. Tian, D. Lafore, EPE'95, Seville, vol 2, September 1995, pp 2.229-2.234.
- [26] A simple method for the valuation of the harmonics generated by multilevel converters. P. BARTHOLOMEUS, Ph. LE MOIGNE.. ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire, 17-18-19 Sept. 1996.
- [27] Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Equilibrage des condensateurs flottants. Ph. CARRERE.. Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1201, I.N.P. Toulouse, 1996.
- [28] Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: modélisation. M. FADEL, T.A. MEYNARD.. E.P.F'96, Grenoble, pages 115-120, 1996.
- [29] Contribution à la commande des convertisseurs statiques: définition des lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants. B. NICOLAS. Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1195, I.N.P. Toulouse, 1996.
- [30] Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série. G. GATEAU. Commande non-linéaire et commande floue.". Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1328, I.N.P. Toulouse, 1997.
- [31] Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-alternatif .Tome 4. F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE., deuxième édition, Lavoisier TEC & DOC, 1995.
- [32] Bandwidth considerations for multicell converters. G. WALKER. G. LEDWICH, IEEE transactions on power electronics, vol 14 N°1, Jan 1999.
- [33] Micro- électronique. J. MILLMAN, A. GRABEL. Edition française, Mc Graw-Hill, 1988. ISBN 2-7042-1185-X